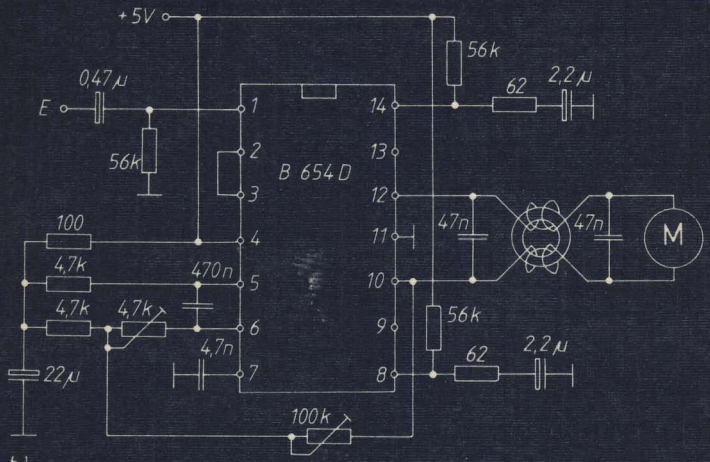
amateurreihe

electronica



Siegfried Güldner

238

Ansteuer-IC für Kleinmotoren

electronica · Band 238

SIEGFRIED GÜLDNER

Ansteuer-IC für Kleinmotoren

MILITÄRVERLAG
DER DEUTSCHEN DEMOKRATISCHEN
REPUBLIK

Güldner, S.:
Ansteuer-IC für Kleinmotoren. –
Berlin: Militärverlag der DDR (VEB), 1987. –
112 S.: 60 Bilder – (electronica: 238)

ISBN 3-327-00351-3

1. Auflage, 1987
© Militärverlag der
Deutschen Demokratischen Republik (VEB) – Berlin, 1987
Lizenz-Nr. 5
Printed in the German Democratic Republic
Lichtsatz: Druckerei Phönix
Druck und buchbinderische Weiterverarbeitung:
Druckerei des Ministeriums für Nationale
Verteidigung (VEB) – Berlin 34332-7
Lektor: Sabine Schmidt/Steffen Würtenberger
Zeichnungen: Ingeborg Haendschke
Typografie: Martina Schwarz
Redaktionsschluß: 20. Dezember 1986
LSV 3539
Bestellnummer: 7469287
00190

Inhaltsverzeichnis

1.	**Allgemeine Kennzeichen elektrischer Stellantriebe**	6
1.1.	Grundstruktur und Systematik	6
1.2.	Forderungen des anzutreibenden Mechanismus an den Antriebsmotor	8
2.	**Prinzipielle Ausführungen von Stellmotoren**	11
2.1.	Gleichstrom-Stellmotoren	11
2.1.1.	Gleichstrom-Mikromotoren mit Hohlläufern	11
2.1.1.1.	Aufbau und Betriebsverhalten	13
2.1.1.2.	Technische Daten	16
2.1.2.	Gleichstrom-Nebenschlußmotoren	18
2.1.2.1.	Aufbau und Betriebsverhalten	18
2.1.2.2.	Technische Daten	19
2.2.	Rotationsschrittmotoren	19
2.2.1.	Allgemeine Begriffe	22
2.2.1.1.	Baugruppen des Schrittantriebs	22
2.2.1.2.	Betriebsarten des Schrittantriebs	23
2.2.1.3.	Eingangsgrößen des Schrittantriebs	23
2.2.1.4.	Ausgangsgrößen des Schrittantriebs	24
2.2.2.	Prinzipieller Aufbau des Rotationsschrittmotors	29
2.2.2.1.	Unipolar erregter Rotationsschrittmotor	29
2.2.2.2.	Bipolar erregter Rotationsschrittmotor	31
2.2.3.	Nennbetriebsabläufe eines Schrittantriebs	32
2.2.4.	Technische Daten	35
2.3.	Weitere Motoren	40
2.3.1.	Asynchron-Stellmotoren	40
2.3.2.	Translationsmotoren	41
2.4.	Gleichstrom- oder Schrittmotor?	45

3. Drehzahlmessung ... 51
3.1. Analoge Wandler ... 51
3.2. Digitale Wandler ... 52

4. Ansteuerschaltungen ... 55
4.1. Prinzip der Konstantstromspeisung durch Chopperung ... 55
4.2. *D 394 D* – Schaltkreis zur Ansteuerung von Leistungsendstufen für gechopperte, unipolar erregte Schrittmotoren ... 57
4.2.1. Aufbau und Eigenschaften ... 57
4.2.2. Daten und Grenzwerte ... 61
4.2.3. Allgemeine Applikationshinweise ... 63
4.2.4. Schaltbeispiele mit *D 394 D* ... 64
4.3. *D 395 D* – Schaltkreis zur Ansteuerung von Leistungsendstufen für gechopperte, bipolar erregte Schrittmotoren ... 75
4.3.1. Aufbau und Eigenschaften ... 76
4.3.2. Daten und Grenzwerte ... 79
4.3.3. Allgemeine Applikationshinweise ... 80
4.3.4. Schaltbeispiele mit *D 395 D* ... 81
4.4. Der integrierte Servoverstärker *B 654 D* ... 85
4.4.1. Aufbau und Eigenschaften ... 86
4.4.2. Technische Daten des *B 654 D* ... 91
4.4.3. Allgemeine Applikationshinweise ... 92
4.4.4. Schaltbeispiele mit *B 654 D* ... 93
4.5. *B 391 D* – Schaltkreis zur Ansteuerung elektronisch kommutierter Gleichstrom-Kleinstmotoren ... 98
4.5.1. Aufbau und Eigenschaften des *B 391 D* ... 98
4.5.1.1. Netzteil ... 100
4.5.1.2. Referenzoszillator und Teilerkette ... 100
4.5.1.3. Schaltspeicher und 1-aus-3-Dekoder ... 101
4.5.1.4. Steuerstromerzeugung, Stromschalter, Ausgangsstromsenken ... 101
4.5.1.5. Gleichrichter, Trigger, Betriebsartenumschalter ... 102
4.5.1.6. PLL und analoge Regelung ... 102
4.5.1.7. Drehrichtungsvorwahl, Service-Ausgang ... 103

4.5.2. Technische Daten des *B 391 D* und typische Motordaten 104
4.5.3. Allgemeine Applikationshinweise 105
4.5.4. Schaltbeispiele mit *B 391 D* 106

5. Literaturverzeichnis 110

1. Allgemeine Kennzeichen elektrischer Stellantriebe

Die schnelle Weiterentwicklung der Mikroelektronik bringt für viele Bereiche der Technik, auch für die Antriebstechnik, neue Anforderungen mit sich. So verlangen moderne Produktionsprozesse an vielen Stellen einen Eingriff in den Material- oder Energiefluß. Am Ende der Informationsverarbeitungskette, die vielfach auf elektronischer Basis arbeitet, sind oft mechanische Stellbewegungen notwendig. Diese werden dann in den meisten Fällen durch Stellantriebe realisiert.
Neben pneumatischen und hydraulischen Antriebslösungen sind in Geräten zum größten Teil Antriebslösungen zu finden, die auf der Umwandlung elektrischer in mechanische Energie beruhen. Dafür steht eine Vielzahl von elektrischen Kleinstantrieben zur Auswahl, deren Eigenschaften sehr verschieden sind. Für unkomplizierte Antriebe bewährt sich meistens der Gleichstrommotor.
Schrittantriebe finden dort Anwendung, wo Stell- und Positionieraufgaben zu lösen sind und die Informationen digital, z. B. durch einen Mikrorechner, verarbeitet werden. Die Frage, welcher Lösungsweg beschritten werden soll, stellt sich jedesmal, wenn ein neuer Antrieb zu konzipieren ist. Der Entwickler muß dann nach genauer Analyse des jeweils konkreten Anwendungsfalls seine Entscheidung treffen.

1.1. Grundstruktur und Systematik

Bild 1.1 zeigt die Grundstruktur eines elektromagnetischen Kleinstantriebs. Die aufgeführten Elemente müssen nicht in jedem Fall vollständig realisiert werden. So kann beispielsweise der Motor unmittelbar mit dem anzutreibenden Mechanismus gekoppelt werden. In vielen Fällen sind aber Getriebe oder andere mechanische Hilfsmittel zur Anpassung notwendig. So

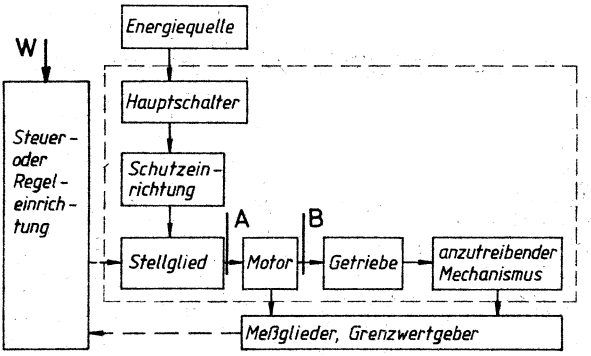


Bild 1.1 Struktur eines Kleinstantriebs (A-Schnittstelle Stelleinrichtung – Motor, B-Schnittstelle Motor – anzutreibender Mechanismus, W-Führungsgröße)

z. B. Hebel oder Schrittschaltwerke für Elektromagneten, Spindeltriebe für Schrittmotoren o. ä.

Unmittelbar zum Kleinstantrieb gehören alle Baugruppen, die direkt im Leistungsfluß liegen. Dabei muß man berücksichtigen, daß bei einigen Kleinstantrieben die umgesetzten Leistungen so gering sind, daß keine scharfe Grenze zwischen Informationsverarbeitung und Leistungsteil gezogen werden kann. Die informationsverarbeitende Elektronik, von der einfachsten Steuerkette bis zum hochorganisierten mikrorechnergesteuerten System reichend, hat durch den immer breiteren Einsatz der Mikroelektronik, sowohl auf analogverarbeitendem Gebiet als auch auf digitaler Basis, in den letzten Jahren bedeutende Fortschritte gemacht. Einen besonderen Beitrag dafür leisteten unter anderem die Bereitstellung leistungsfähiger Analog/Digital- bzw. Digital/Analog-Wandler und ihr vielfältiger Einsatz.

Betrachtet man die zur Verfügung stehenden elektrischen Kleinstmotoren, so ist zunächst eine Einteilung entsprechend der vom Antrieb geforderten Form und Art der Bewegung sinnvoll. Bild 1.2 zeigt eine entsprechende Systematik.

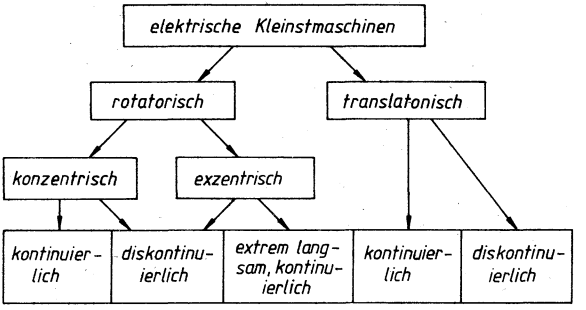


Bild 1.2 Systematik elektrischer Kleinstmaschinen nach Art und Form der Bewegung

Die größte Bedeutung kommt dabei der Gruppe von Maschinen zu, die eine kontinuierliche Drehbewegung ausführen. Eine Reihe von Antriebsfällen verlangt auch eine diskontinuierliche Drehbewegung. Für beide Gruppen stehen Motoren in Baugrößenreihen zur Verfügung.
Wesentlich spezieller sind die Probleme bei Linearmotoren, die oft unmittelbar in den Antrieb integriert werden. Aufgrund der Problemspezifik gibt es kaum Baureihen für die allgemeine Lösung von Linearantrieben.

1.2. Forderungen des anzutreibenden Mechanismus an den Antriebsmotor

Für die Lösung einer konkreten Antriebsaufgabe ist es zunächst wichtig, die Forderungen der anzutreibenden mechanischen Anordnung an den elektromechanischen Wandler (im allgemeinen ein Motor) zu kennen (Schnittstelle «B» in Bild 1.1).
Einige wichtige Parameter sind:
zeitlicher Verlauf der Winkelgeschwindigkeit $\Omega(t)$
zulässige Abweichung der Winkelgeschwindigkeit vom Sollwert $\Delta\Omega$

Stellbereich zwischen minimaler und maximaler Winkelgeschwindigkeit
zeitlicher Verlauf des Drehmoments $M(t)$
Maximaldrehmoment M_{max}
Stillstandsdrehmoment M_{st}
Trägheitsmomente des anzutreibenden Mechanismus J_A
maximale Winkelbeschleunigung a
Überlastungsfaktoren $\ddot{u}$
Zeitkonstanten τ

Bei der Auswahl der entsprechenden Motoren für einen Stellantrieb sind deren Parameter ebenfalls zu beachten.
In Bild 1.3 sind Motorkennlinien dargestellt.

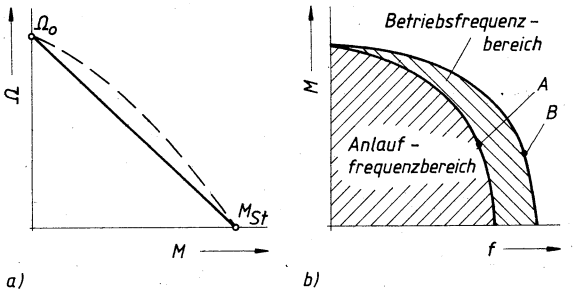


Bild 1.3 Motorkennlinien; a – Stellmotor, b – Schrittmotor

Die typische Stellmotorkennlinie zeigt Bild 1.3a. Die gestrichelt abgebildete, leicht gekrümmte Kennlinie, wie sie bei Asynchron-Stellmotoren auftritt, kann durch eine Gerade angenähert werden. Gleichstrom-Stellmotoren haben diese Kennlinie von vornherein. Sie wird beschrieben durch die Gleichung

$$M = M_{st} - D\,\Omega \qquad (1)$$

mit $D = M_{st}/\Omega_o$ (Dämpfungskonstante).

Weitere wichtige Parameter sind:

$$K_m = M_{St}/U_{St} \tag{2}$$

Drehmomentenkonstante; sie beschreibt den Fußpunkt der Stellmotorkennlinie auf der Abszisse (Bild 1.3a).

$$K_v = \Omega_o/U_{St} \tag{3}$$

Geschwindigkeitskonstante; sie beschreibt den Fußpunkt der Stellmotorkennlinie auf der Ordinate (Bild 1.3a).

$$T_m = I_G\,\Omega_o/M_{St} \tag{4}$$

Mechanische Zeitkonstante; sie wird durch das Gesamtträgheitsmoment des Antriebs bestimmt.

$U_{st\,\alpha}$

Anlaufspannung; sie ist die kleinste Spannung, mit der der Motor sicher anläuft. Ursache für diese Totzone in der Kennlinie $\Omega_o = f\,(U_{st})$ sind Reibmomente, bei Gleichstrom-Stellmotoren die Bürstenübergangsspannung, Kollektornutung u. a.
Weitere Kennwerte können der *TGL 24085* entnommen werden.

2. Prinzipielle Ausführungen von Stellmotoren

2.1. Gleichstrom-Stellmotoren

Tabelle 2.1. gibt eine Übersicht der Kennwerte von Gleichstrom-Stellmotoren. Allen in dieser Tabelle aufgeführten Motoren ist gemeinsam, daß der magnetische Fluß durch Permanentmagnete aufgebaut wird.
Eisenbehaftete Gleichstrom-Stellmotoren haben geblechte Läufer, in deren Nuten die Wicklung untergebracht ist. Auf dem Kommutator schleifen Bürsten zur Stromzuführung. Diese Ausführungsform wird im gesamten Leistungsbereich angeboten. Bei kleinen Drehzahlen ist ohne Zusatzmaßnahme kein Rundlauf mehr gesichert.
Gute Rundlaufeigenschaften, auch bei kleinsten Drehzahlen, weisen eisenlose Gleichstrom-Stellmotoren auf. Im unteren Leistungsbereich werden Glockenläuferausführungen eingesetzt, die gleichzeitig den Vorteil niedriger Anlaufspannungen und hoher Wirkungsgrade aufweisen; im oberen Leistungsbereich dominieren die Scheibenläufermotoren.
Elektronisch kommutierte Gleichstrommotoren erfordern meist einen Lagegeber, der hohe Forderungen an eine präzise Fertigung bei minimalen Abmessungen und eine besondere Ansteuerelektronik stellt. Ebenso problematisch ist der Rundlauf bei sehr kleinen Drehzahlen.

2.1.1. Gleichstrom-Mikromotoren mit Hohlläufern

Besondere Vorteile der Gleichstrom-Mikromotoren mit Hohlläufern sind die geringe Masse und ein kleines Massenträgheitsmoment des Läufers, keine Eisenverluste, hoher Wirkungsgrad sowie geringe Gleichlaufschwankungen auch bei kleiner Drehzahl.

Tabelle 2.1. Gleichstrom-Stellmotoren

	eisenbehaftet	eisenlos		elektronisch kommutiert
		Scheiben-läufer	Glocken-läufer	
P in W	0,01 . . . 3 200	15 . . . 5 000	0,1 . . . 40	0,1 . . . 100
n in min^{-1}	100 . . . 20 000	1 . . . 6 000	1 . . . 20 000	300 . . . 100 000
U_{Sta} in mV	500	500	50 . . . 100	(700)
Lebendauer in h	2 000	2 000	5 000 (1 000)	20 000
Wirkungsgrad η in %	70	75	85	

2.1.1.1. Aufbau und Betriebsverhalten

Der prinzipielle Aufbau von Gleichstrom-Mikromotoren mit Hohlläufer ist aus der Schnittdarstellung Bild 2.1 ersichtlich. Im Gegensatz zu herkömmlichen Gleichstrommotoren wurde in diesem Fall die Läuferwicklung (1) als freitragender Hohlzylinder ausgebildet. Sie enthält kein Eisen und rotiert im Luftspalt zwischen dem feststehenden Dauermagneten (2) im Innern des Läufers und dem Eisenrückschluß (3), dem Gehäuse des Motors. Die Läuferwicklung ist auf dem Wicklungsträger (4) befestigt und mit dem Kommutator (5) verbunden. Die Stromzuführung erfolgt über Bürsten (6).

Das Betriebsverhalten von Gleichstrom-Mikromotoren mit Hohlläufer läßt sich durch einfache Zusammenhänge erfassen. Das sind im einzelnen:

Drehzahl-Drehmomenten-Kennlinie $n = \mathrm{f}\,(M)$,
Parabel der abgegebenen Leistung $P = \mathrm{f}\,(M)$,
Wirkungsgrad in Abhängigkeit vom Drehmoment $\eta = \mathrm{f}\,(M)$,
Strom in Abhängigkeit vom Drehmoment $I = \mathrm{f}\,(M)$.

Der prinzipielle Verlauf dieser Kennlinien ist für Betrieb mit Nennspannung in Bild 2.2 dargestellt.

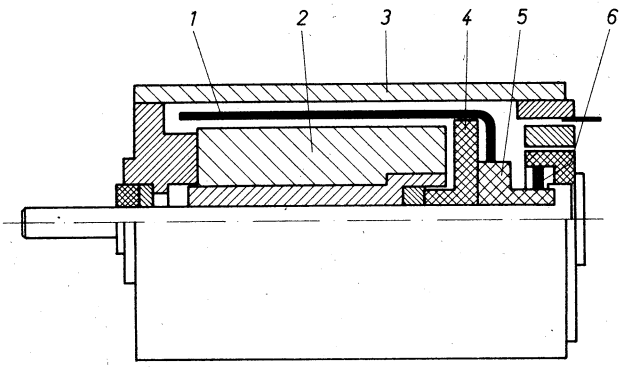


Bild 2.1 Gleichstrom-Mikromotoren mit Hohlläufer (Schnittdarstellung)

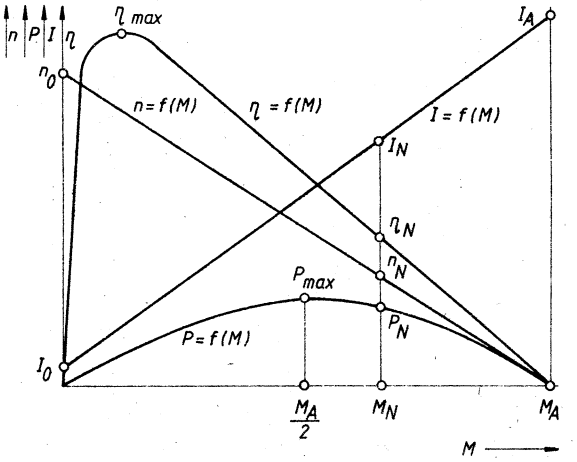


Bild 2.2 Motorkennlinien für Nennspannung

Für die Nennspannung $U = U_N$ liegen alle Betriebspunkte des Motors auf der Drehzahl-Drehmomenten-Kennlinie. Wie das Diagramm zeigt, können für ein konkretes Drehmoment bzw. eine konkrete Drehzahl jeweils nur bestimmte Parameter des Motors maximal werden. Auf diese Weise ist es z. B. möglich, bei Betrieb mit kleinen Drehmomenten den maximalen Wirkungsgrad zu erreichen. Ferner wird deutlich, daß bei Betrieb mit maximaler Leistung der Wirkungsgrad stets kleiner ist.

Drehzahl und Drehmoment beeinflussen die Lebensdauer. Je geringer die Betriebsdrehzahl des Motors ist, um so höher wird die zu erwartende Lebensdauer. Ein hohes Drehmoment kann sich je nach konstruktiver Ausführung der Kommutierungseinrichtung mehr oder weniger negativ auf die Lebensdauer auswirken.

Betriebspunkte unterhalb der Drehzahl-Drehmomenten-Kennlinie nach Bild 2.2 lassen sich durch Herabsetzen der Spannung erreichen.

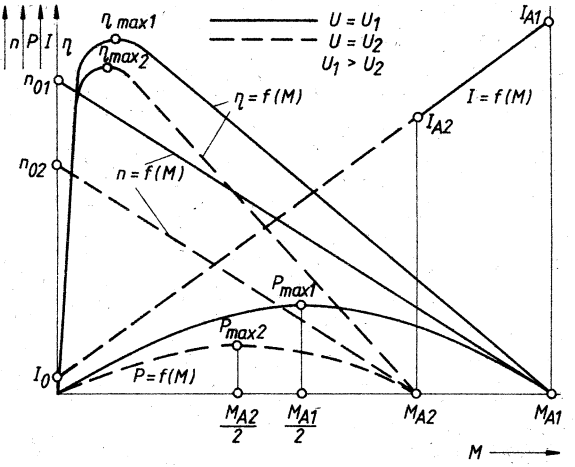


Bild 2.3 Motorkennlinien für unterschiedliche Spannungen

Eine vorübergehende Erhöhung der Spannung in bestimmten Grenzen auf Werte oberhalb der Nennspannung bewirkt, daß das Anzugsmoment ebenfalls kurzzeitig erhöht wird.
Das Betriebsverhalten bei herabgesetzter Spannung ist aus der Darstellung in Bild 2.3 ersichtlich.
Die Drehzahl-Drehmomenten-Kennlinie ergibt sich durch Parallelverschiebung der Kennlinie für die Nennspannung.
Auf der Kennlinie $I = f(M)$ hat die Änderung der Spannung keinen Einfluß. Die maximale Leistung verringert sich mit dem Quadrat des Verhältnisses der Spannungen. Der Wirkungsgrad verschlechtert sich etwas bei Spannungsabsenkung. Die Lebensdauer erhöht sich.
Die einzelnen Größen ergeben sich mit praktisch ausreichender Genauigkeit wie folgt:

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{n_{o1}}{n_{o2}} \tag{5}$$

$$\frac{P_{\max 1}}{P_{\max 2}} = \frac{U_1^2}{U_2^2} \tag{6}$$

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{M_{A1}}{M_{A2}} \tag{7}$$

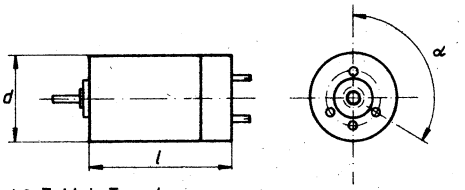
Mit Hilfe der umgestellten Gleichung (6) kann die Leistungsparabel für die verminderte Spannung näherungsweise gezeichnet werden. Der Wirkungsgrad für den jeweiligen Betriebspunkt läßt sich aus den Motorkennlinien ermitteln.
Die dargestellten Kennlinien gelten für den Betrieb mit konstanter Läufertemperatur. Bei Betrieb mit unterschiedlichen Drehmomenten und damit unterschiedlichen Läuferströmen sind je nach Dauer der einzelnen Betriebszustände auch die Läufertemperaturen unterschiedlich. Weiterhin wird die Läufertemperatur von den jeweiligen Kühlbedingungen (Umgebungstemperatur, Art des Einbaus) beeinflußt.
Entsprechend der Läufertemperatur ändert sich der Läuferwiderstand, der die Steigung der Kennlinie $n = f(M)$, den Wirkungsgrad und die Leistungsparabel beeinflußt.
Das beschriebene Betriebsverhalten der Gleichstrom-Mikromotoren mit Hohlläufer trifft qualitativ für nahezu alle Gleichstrom-Stellmotoren zu und soll deshalb in dieser ausführlichen Art in anderen Abschnitten nur bei wesentlichen Unterschieden wiederholt bzw. präzisiert werden.

2.1.1.2. Technische Daten

In der Tabelle 2.2. sind einige Daten der Gleichstrom-Mikromotoren mit Hohlläufer angegeben. Die Gleichstrom-Mikromotoren der Typen *GMM 16* bis *GMM 32* können mit Impulsgeber ausgerüstet werden. Motor und Impulsgeber bilden eine konstruktive Einheit (siehe Abschnitt 3).
Die Nenndaten gelten im S1-Betrieb bei der Umgebungstemperatur von 25 °C (Einsatzklasse −20/+65/+20/85/2002 nach *TGL 9200/03*). Wesentliche mechanische Abmessungen sind aus den Bildern 2.4 und 2.5 zu entnehmen.

Tabelle 2.2. Technische Daten (Gleichstrom-Mikromotoren mit Hohlläufer)

Typ GMM	Nenn-spannung in V	Nenn-drehzahl in min^{-1}	Nenn-moment in Ncm	Nenn-strom in A	Gehäuse-länge in mm	Anzugs-moment in Ncm	maximale Leistung in W	Läuferträg-heitsmoment in gcm^2
12 M 01	3	4000	0,035	0,35	22,5	0,05	0,16	0,17
12 M 02	6	4200	0,035	0,17	22,5	0,06	0,25	0,17
16 M 01	3	5000	0,15	0,95	29,5	0,30	0,8	0,77
16 M 02	6	5600	0,15	0,44	29,5	0,35	1,1	0,76
16 M 03	12	5000	0,15	0,20	29,5	0,30	0,9	0,73
22 M 01	3	5800	0,33	1,0	38	1,3	3,1	4,0
22 M 03	12	4300	0,55	0,38	38	1,2	2,8	3,3
26 M 02	12	3500	1,0	0,58	46	2,6	4,4	8,0
26 H 05	12	3000	1,0	0,62	46	2,1	3,1	8,1
32 M 02	12	2500	2,1	0,74	56	6,4	6,7	27
32 H 06	24	2500	2,0	0,37	56	6,1	6,3	23



d ≙ Zahl in Typenbez.

Bild 2.4 Maßbild *GMM 12* bis *GMM 32*

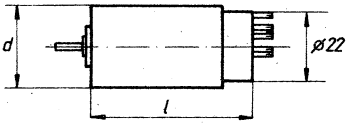


Bild 2.5 Maßbild *GMM 16* bis *GMM 32* mit Impulsgeber

2.1.2. Gleichstrom-Nebenschlußmotoren

Gleichstrom-Nebenschlußmotoren verhalten sich prinzipiell wie Motoren mit Permanentmagneterregung.

2.1.2.1. Aufbau und Betriebsverhalten

Die prinzipielle Schaltung ist aus Bild 2.6 ersichtlich. Gleichstrom-Nebenschlußmotoren für große Drehzahl- und Belastungsschwankungen werden mit Hilfs- (Wende-) Polen gefertigt. Unter gewöhnlichen Umständen verhält sich die Klemmspannung U konstant und damit auch der Erregerstrom und der magnetische Fluß. Daraus folgt, daß Drehmoment und Ankerstrom direkt proportional sind. Da der Ankerwicklungswiderstand relativ klein ist, nimmt der Spannungsabfall bei steigender Belastung, d. h. steigendem Ankerstrom, nur wenig zu, und die Drehzahl geht geringfügig zurück. Demzufolge besteht nur ein kleiner Unterschied zwischen Leerlauf- und Vollast-Drehzahl.

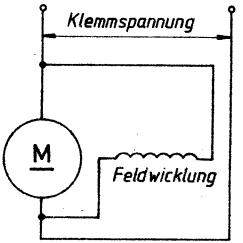


Bild 2.6
Schaltung eines Gleichstrom-Nebenschlußmotors (ohne Wendepole)

Die Drehzahl selbst läßt sich sowohl durch Verstellen der Erregung als auch durch Verstellen des Ankerstroms verlustlos steuern.

2.1.2.2. Technische Daten

In der Tabelle 2.3. sind einige Daten einer kleinen Auswahl von Gleichstrom-Nebenschlußmotoren zusammengestellt.
Es handelt sich um die vom Kombinat VEB *Elektrogerätewerk* Suhl angebotenen Gleichstrom-Nebenschlußmotoren *1020.8* bis *1020.8/9*.
Die wesentlichen mechanischen Abmessungen können aus Bild 2.7 bzw. Bild 2.8 entnommen werden.

2.2. Rotationsschrittmotoren

Bild 2.9 zeigt die Grundstruktur eines Schrittmotorantriebs. Neben dem eigentlichen Motor ist bereits eine umfangreiche Elektronik notwendig, um die am Eingang zur Verfügung stehenden Informationen (Impulszahl, Impulsfrequenz, Drehrichtung) umzusetzen. Die Betriebskennlinien eines Schrittmotors (Bild 1.3b) unterscheiden sich qualitativ von denen eines kontinuierlich rotierenden Motors. Kurve A begrenzt den Anlauffrequenzbereich. Alle Kombinationen von Drehmoment und Schrittfrequenz innerhalb dieses Bereichs sind zulässig, das

Tabelle 2.3. Technische Daten (Gleichstrom-Nebenschlußmotoren)

Typ	Nenn-spannung in V	Nenn-strom in A	Leistung in W	Drehzahl in min^{-1}	Drehsinn
1020.8	24	0,45	4	8000	links
1020.8/1	24	0,6	6	10000	rechts–links
1020.8/2	24	0,5	4	12000	rechts
1020.8/3	24	0,1	0,3	3000	rechts–links
1020.8/4	24	0,1	0,5	2000	rechts–links
1020.8/5	12	0,5	2,5	6000	rechts–links
1020.8/6	24	0,45	4	8000	links
1020.8/7	24	0,15	1,6	6000	rechts
1020.8/8	24	0,24	1,6	4000	rechts
1020.9/9	24	0,45	4	8000	links

Für alle Typen Betriebsart: S1)

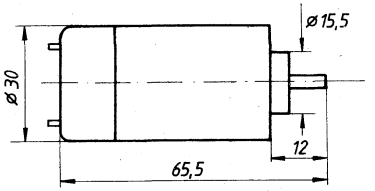


Bild 2.7
Gleichstrom-Nebenschlußmotor (1020.8 bis 1020.8/7 und 1020.8/9)

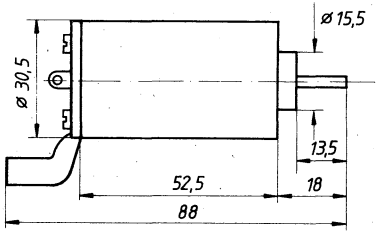


Bild 2.8
Gleichstrom-Nebenschlußmotor (1020.8/8)

bedeutet, daß der Motor mit dieser Schrittfrequenz ohne Schrittverlust anlaufen kann.
Im Betriebsfrequenzbereich sind noch langsame Frequenzänderungen möglich, ohne daß Schrittverluste auftreten. Für schnelle Stellvorgänge, die mit Hilfe von Schrittmotoren ausgeführt werden, sind deshalb Programmgeber notwendig, die den Anlauf- und Bremsvorgang steuern.
Tabelle 2.4. gibt einen Überblick über die Einteilung von Schrittmotoren.

Tabelle 2.4. Schrittmotoren (Einteilung in Varianten)

	Großschritt-variante	Standard-variante	Präzisionsvariante
α_s in grd	10 ... 180	3,5 ... 10	0,5 ... 3,5
f_A in Hz	50 ... 200	500 ... 1000	1000 ... 2000
f_B in Hz	1000	5000	20000

Die Großschrittvarianten sind konstruktiv dadurch gekennzeichnet, daß sie mit Einzelpolen, ähnlich konventionellen elektrischen Maschinen, ausgeführt werden; dagegen weisen Standard- und Präzisionsvarianten vorwiegend Ständer und Läufer mit Zähnen auf.
Während die Standardvarianten noch vielfach mit 2strängigen Wicklungsausführungen realisiert werden können, erfordern die Präzisionsvarianten entweder einen extrem hohen technologischen Aufwand in der mechanischen Fertigung oder einen sehr hohen Aufwand an Ansteuerelektronik.
Das hat dazu geführt, diese Antriebslösung teilweise durch lagegeregelte Gleichstrommotoren abzulösen, deren Positioniergenauigkeit vom Lagegeber und Regelkreis bestimmt wird.

2.2.1. Allgemeine Begriffe

Zur Beschreibung von Schrittantrieben werden Kenngrößen und Begriffe benötigt, die bei kontinuierlich drehenden Maschinen keine oder nur untergeordnete Bedeutung haben. Daraus ergibt sich an dieser Stelle die Notwendigkeit nachfolgender Definitionen.

2.2.1.1. Baugruppen des Schrittantriebs

- *Impulsverteiler*
  die elektronische Baugruppe, die die Impulsfolge *i* nach einer vorgegebenen Gesetzmäßigkeit den einzelnen Wicklungen des Schrittmotors zuordnet.
- *Leistungsverstärker*
  die elektronische Baugruppe zur energetischen Anpassung Impulsverteiler – Schrittmotor.
- *Schrittmotor*
  der elektromechanische Energiewandler zur Erzeugung der Ausgangsgrößen.

2.2.1.2. Betriebsarten des Schrittantriebs

- *Vollschrittbetrieb*
  Der Schrittwinkel des Schrittantriebs ergibt sich aus der konstruktiven Gestaltung des Schrittmotors und der Ansteuerung durch den Impulsverteiler.
- *Halbschrittbetrieb*
  Über eine spezielle Ansteuerung des Schrittmotors durch den Impulsverteiler lassen sich halbe Schritte (minimaler elektrischer Stellwinkel) gegenüber dem Grundschrittwinkel (konstruktiver Stellwinkel) ausführen.
- *Konstantspannungsspeisung*
  Der Schrittmotor wird aus dem Leistungsverstärker mit Impulsen konstanter Spannung gespeist.
- *Konstantstromspeisung*
  Der Schrittmotor wird aus dem Leistungsverstärker mit Impulsen konstanten Stroms gespeist. Dies erfordert eine spezielle Regelung (z. B. Chopperregelung), ist aber energetisch vorteilhafter.

2.2.1.3. Eingangsgrößen des Schrittantriebs

- *Impulsfolge i*
  Am Takteingang (Bild 2.9, Eingang 1 des Impulsverteilers) wird eine Impulsfolge (gekennzeichnet durch Frequenz und Impulszahl) eingegeben, die die auszuführende Schrittzahl und die Schrittfrequenz bestimmt. Dabei ist der Eingang EA geöffnet.

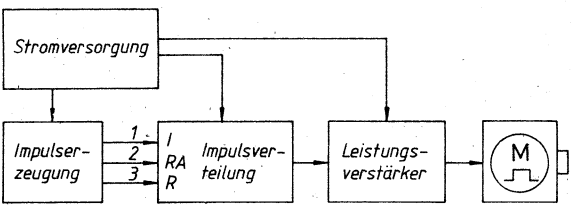


Bild 2.9 Grundstruktur eines Schrittantriebs

- *Start-Stopp-Signal EA*
  Über den Eingang EA (Bild 2.9, Eingang 2 des Impulsverteilers) kann durch eine Torschaltung der Takteingang für die Impulsfolge *i* gesperrt werden.
- *Drehrichtungssignal R*
  Am Drehrichtungseingang R wird die Drehrichtung vorgegeben (Bild 2.9, Eingang 3 des Impulsverteilers).

2.2.1.4. Ausgangsgrößen des Schrittantriebs

- *Schritt*
  der Vorgang, bei dem sich der Rotor des Schrittmotors um den Schrittwinkel α_s dreht.
  Bei kleinen Schrittfrequenzen läuft der Schrittmotor mit einer Schwingbewegung in die nächste Stellung ein, wobei die Überschwingweite und die Schwingfrequenz von den Trägheitsmomenten, der Dämpfung und dem Lastdrehmoment des gesamten Antriebs bestimmt werden. Mit zunehmender Schrittfrequenz vermindert sich das Schwingverhalten, und der Schrittmotor nähert sich einer kontinuierlichen Drehbewegung (Bild 2.10).

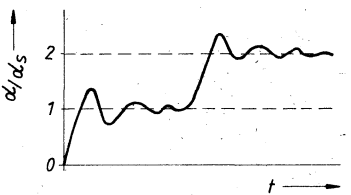


Bild 2.10
Zeitlicher Bewegungsablauf bei kleinen Schrittfrequenzen

- *Schrittzahl z*
  Anzahl der Schritte, die der Rotor je Umdrehung macht.
- *Schrittwinkel* α_s
  Nennwinkel, um den sich der Rotor des Schrittmotors je Steuerimpuls dreht:

$$\alpha_s = \frac{360°}{z} \tag{8}$$

- *Schrittfrequenz f_s*
  Anzahl der Schritte, die der Rotor je Sekunde bei konstanter Frequenz der Ansteuerimpulse ausführt.
- *Last*
  jede für den Motor äußere statische oder dynamische Drehmomentbelastung.
- *Lastdrehmoment M_L*
  Summe aller äußeren statischen Drehmomente, die auf den Rotor wirken.
- *Rotorträgheitsmoment J_R*
  das rotatorische Masseträgheitsmoment des Rotors.
- *Lastträgheitsmoment J_L*
  die Summe aller äußeren, auf die Motorwelle bezogenen Masseträgheitsmomente.
- *Trägheitsfaktor FI*
  das auf das Rotorträgheitsmoment bezogene Gesamtträgheitsmoment des Antriebs

$$FI = \frac{J_R + J_L}{J_R} . \tag{9}$$

- *Haltemoment M_H*
  Das Drehmoment eines elektrisch erregten Schrittmotors bei Schrittfrequenz $f_s = 0$ ist als Funktion des Auslenkungswinkels in 1. Näherung eine Sinusfunktion (Bild 2.11). Das bedeutet, eine äußere Last lenkt den Schrittmotor in der Ruhestellung aus seiner idealen Sollstellung aus. Übersteigt die äußere Last nicht das maximal erzeugte Drehmoment des Schrittmotors, so kehrt dieser, nachdem die äußere Last nicht mehr wirkt, in seine Sollstellung zurück. Im anderen Fall wird er durchgedreht, und es kommt zu Schrittfehlern. Die daraus resultierende Definition des Haltemoments lautet: maximales Drehmoment, mit dem der erregte Schrittmotor statisch belastet werden kann, ohne eine kontinuierliche Drehbewegung hervorzurufen.
- *Selbsthaltemoment M_s*
  maximales Drehmoment, mit dem der nichtangeregte Schrittmotor statisch belastet werden kann, ohne eine kontinuierliche Drehbewegung hervorzurufen.

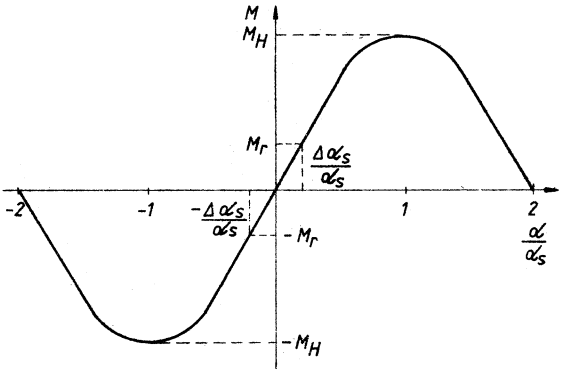


Bild 2.11 Drehmoment als Funktion des Auslenkwinkels eines elektrisch erregten Schrittmotors bei Schrittfrequenz = 0

- *Maximales Drehmoment* M_m
  maximales Drehmoment bei Schrittfrequenzen nahe Null (Bild 2.12).
- *Positioniergenauigkeit* $\Delta\alpha_s$
  Der Schrittwinkel α_s gibt die ideale Sollstellung des Rotors des Schrittmotors vor. Durch Fertigungstoleranzen und das Reibmoment M_r in den Lagern des Schrittmotors ergibt sich auch ohne Einwirken einer äußeren Last eine Abweichung von der idealen Sollstellung. Die Darstellung in Bild 2.11 zeigt eine mögliche Winkelabweichung durch ein Lagerreibmoment. Die Definition der Positioniergenauigkeit lautet: maximale Abweichung von der Sollstellung im Stillstand ohne äußeres Lastdrehmoment.
- *Startdrehmoment* M_A
  maximales Lastdrehmoment, mit dem der Antrieb bei vorgegebener Schrittfrequenz f_{so} und vorgegebenem Trägheitsfaktor *FI* ohne Schrittfehler starten kann (Bild 2.12).

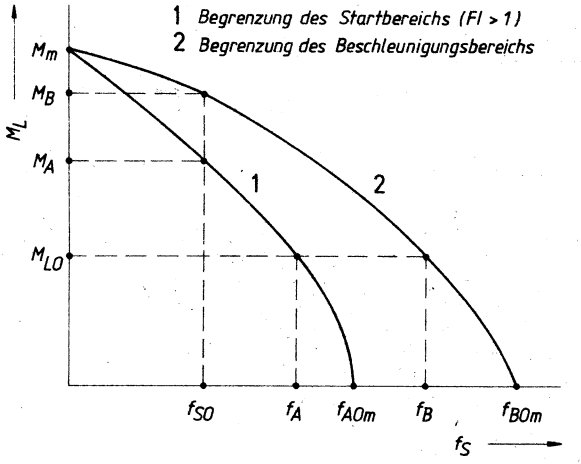


Bild 2.12 Betriebskennlinien eines Schrittantriebs

- *Startbereich*
  Betriebsbereich, in dem der Antrieb bei einem bestimmten Trägheitsfaktor *FI* ohne Schrittfehler starten kann. Allgemein wird die Kennlinie für den Startbereich für einen Trägheitsfaktor $FI = 1$ angegeben. Zur Bestimmung der Kennlinie des Startbereichs bei $FI > 1$ bedarf es der Kennlinie $FI = f(f_{AOm})$. Diese beschreibt den Fußpunkt der Kennlinie des Startbereichs auf der Abszisse. Der Schnittpunkt mit der Ordinate M_m wird durch *FI* nicht beeinflußt. Damit besteht die Möglichkeit einer proportionalen Umrechnung der Kennlinien für verschiedene *FI* (Bild 2.12).
- *Beschleunigungsbereich*
  Betriebsbereich, in dem der Antrieb ohne Schrittfehler mit einer maximalen Schrittfrequenzänderung $\left|\frac{df_S}{dt}\right|_{max}$ beschleunigt oder verzögert, jedoch nicht gestartet oder gestoppt werden kann.

- *Startfrequenz* f_A
  maximale Schrittfrequenz, mit der der Antrieb bei vorgegebenem Trägheitsfaktor FI und Lastdrehmoment M_{LO} ohne Schrittfehler starten kann (Bild 2.12).
- *Maximale Startfrequenz* f_{AOm}
  maximale Schrittfrequenz, mit der der Stellantrieb bei vorgegebenem Trägheitsfaktor FI und Lastdrehmoment $M_L = 0$ ohne Schrittfehler starten kann (Bilder 2.12 und 2.13).

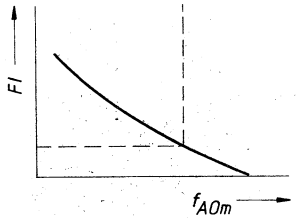


Bild 2.13
Betriebskennlinien eines Schrittantriebs

- *Betriebsfrequenz* f_B
  maximale Schrittfrequenz, mit der der Antrieb bei vorgegebenem Lastdrehmoment M_{LO} im stationären Betrieb ohne Schrittfehler betrieben werden kann (Bild 2.12).
- *Maximale Betriebsfrequenz* f_{BOm}
  maximale Schrittfrequenz, mit der der Antrieb bei $M_L = 0$ im stationären Betrieb ohne Schrittfehler betrieben werden kann (Bild 2.12).
- *Stoppfrequenz* f_{Br}
  maximale Schrittfrequenz, mit der der Schrittantrieb bei vorgegebenem Trägheitsfaktor *FI* und Lastdrehmoment M_{LO} ohne Schrittfehler stoppen kann. Wenn dieser Wert nicht besonders ausgewiesen wird, gilt $f_{Br} = f_A$.
- *Reversierfrequenz* f_R
  maximale Schrittfrequenz, mit der der Schrittantrieb bei vorgegebenem Trägheitsfaktor *FI* und Lastdrehmoment M_{LO} ohne Schrittfehler reversiert werden kann.

- *Resonanzfrequenz* f_{Res}
  Eigenfrequenz, bei der der Schrittantrieb undefinierte Bewegungen ausführt. Der Bereich der Resonanzfrequenz ist schnell zu durchfahren bzw. gänzlich zu vermeiden. Durch $FI > 1$ wird die Resonanzfrequenz vermindert. In 1. Näherung gilt:

$$f_{\text{Res}} = f_{\text{Res}} \sqrt{\frac{1}{FI}} \tag{10}$$

- *Betriebsdrehmoment* M_B
  maximales Lastmoment, mit dem der Antrieb bei vorgegebener Schrittfrequenz f_{so} im stationären Betrieb ohne Schrittfehler betrieben werden kann (Bild 2.12).
- *Reproduzierbarkeit*
  Reproduzierbarkeit bezeichnet die Wiederholgenauigkeit der zu einem bestimmten Erregungszustand zugehörigen Rotorstellung über beliebig viele Erregungszyklen der Statorsysteme.

2.2.2. Prinzipieller Aufbau des Rotationsschrittmotors

2.2.2.1. Unipolar erregter Rotationsschrittmotor

Die Darstellung in Bild 2.14 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines unipolar erregten Rotationsschrittmotors. «Unipolar» bezieht sich in diesem Fall auf die bei der Erregung der Statorspulen erzeugten Magnetfelder. Sie sind bei jeder Erregung gleich orientiert, d.h., Nord- bzw. Südpol treten stets am jeweils gleichen Spulenende auf, da die Erregerwicklung vom Erregerstrom immer nur im gleichen Sinn durchflossen wird.
Die Statorspulen können auch hintereinander um den Rotor auf verschiedenen Statorsystemen angeordnet sein. Diese Statorsysteme sind dann gegeneinander um einen bestimmten Winkel versetzt. Wird eine Statorspule von Strom durchflossen, so entsteht ein magnetischer Fluß, der über Statorbleche, Luftspalt und Rotorpole einen geschlossenen magnetischen Kreis bildet. Die entstehende magnetische Kraft bewirkt eine Drehung des Rotors

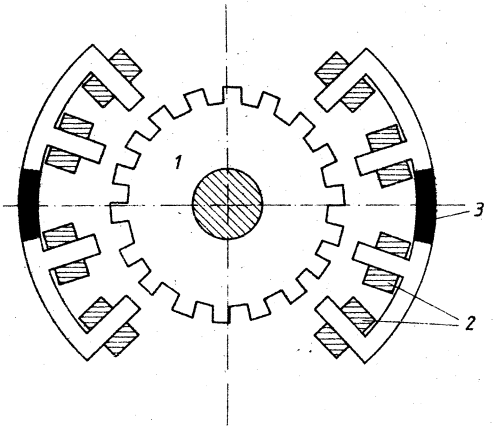


Bild 2.14 Prinzipaufbau eines Schrittmotors (4 Spulensätze);
1 – Rotor, 2 – Spulen, 3 – Dauermagnet

dahingehend, daß sich nach Beendigung der Bewegung Stator- und Rotorzähne des erregten Systems genau in dem Punkt gegenüberstehen, an dem der magnetische Kreis den kleinsten Widerstand aufweist. Der Rotor verharrt in dieser Lage, solange Strom durch die Spule fließt. Soll sich der Motor um einen Schritt weiterdrehen, wird im einfachsten Fall die nächste Statorspule bzw. das nächste Statorsystem erregt und das vorher erregte ausgeschaltet. Durch die fortlaufende Erregung der Statorspulen bzw. Statorsysteme in einer bestimmten Reihenfolge führt der Rotor eine genau definierte Winkeldrehung aus.
Bei entsprechender Ansteuerung können in einer bestimmten Reihenfolge auch zwei benachbarte Statorspulen bzw. Statorsysteme erregt werden, was eine Teilung des angegebenen konstruktiven Schrittwinkels vom Motor zur Folge hat.

2.2.2.2. Bipolar erregter Rotationsschrittmotor

Bild 2.15 zeigt den prinzipiellen Aufbau eines bipolar erregten Rotationsschrittmotors. «Bipolar» bezieht sich in diesem Zusammenhang auf die bei der Erregung der Statorspulen erzeugbaren Magnetfelder, die unterschiedlich orientiert sein können. Es ist deshalb möglich, Nord- bzw. Südpol sowohl an dem einen als auch dem anderen Spulenende zu erzeugen. Der Spulenstrom durchfließt die Wicklungen wahlweise in einer der beiden Richtungen. Zur Ansteuerung dieser Art von Motoren verwendet man im allgemeinen Brückenschaltungen, in deren Querzweig die Motorwicklung liegt.

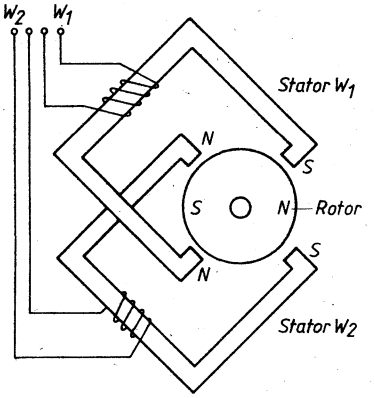


Bild 2.15
Prinzipaufbau eines 2poligen, bipolar erregten Schrittmotors

Die Funktion ist weitgehend analog der des unipolar erregten Rotationsschrittmotors.
Durch das Wenden der magnetischen Pole kann die Stranganzahl verringert werden.

2.2.3. Nennbetriebsabläufe eines Schrittantriebs

Für die Verständigung zwischen dem Anwender und dem Hersteller eines elektrischen Antriebs ist es notwendig, definierte Bedingungen an der Schnittstelle Antriebsmotor – anzutreibender Mechanismus zu schaffen (Bild 1.1).
Da die in der Praxis auftretenden Bedingungen, die die anzutreibenden Mechanismen stellen, sehr vielfältig sind, müssen grundsätzliche Bewegungsabläufe definiert werden. Die real auftretenden Bewegungsabläufe lassen sich dann auf die grundsätzlichen zurückführen.
Für kontinuierlich rotierende Elektromotoren sind solche grundsätzlichen Bewegungsabläufe im Standard *TGL 20675* festgelegt. Anschließend sind für Schrittantriebe typische Bewegungabläufe definiert.

Bewegungsablauf «Konstante Drehzahl»
Betrieb mit konstanter Schrittfrequenz, bei dem Anlauf- und Stoppvorgänge eine untergeordnete Rolle spielen (Bild 2.16a).

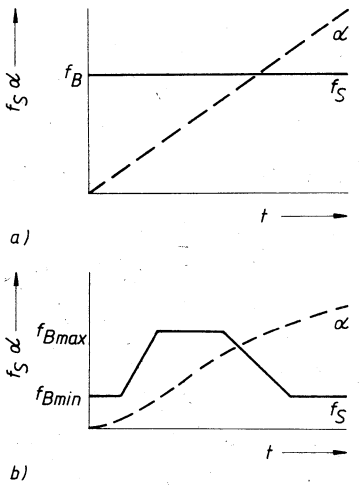


Bild 2.16
Bewegungsablauf;
a – konstante Drehzahl,
b – variable Drehzahl

Beispiel: Der Papiertransport für einen Kennlinienschreiber soll realisiert werden. Dabei muß die Drehzahl sehr konstant bleiben, da der Papiertransport der Zeit direkt proportional sein muß. Die Bedingungen für den Bewegungsablauf «Konstante Drehzahl» werden erfüllt, wenn man einen Schrittantrieb mit einer hochkonstanten Referenzfrequenz speist.

Bewegungsablauf «Gruppenschrittbetrieb»
Betrieb mit einer bestimmten Zahl von Impulsen (Impulsgruppe) während der Betriebszeit T_B innerhalb der Spielzeit T, wobei der Schrittmotor in den Pausenzeiten erregt oder nicht erregt sein kann (siehe Bild 2.17a).

Bewegungsablauf «Variable Drehzahl»
Betrieb zwischen einer minimalen Betriebsfrequenz f_{Bmin} und einer maximalen Betriebsfrequenz f_{Bmax}, wobei die maximale Betriebsfrequenzänderung $\left|\frac{df_S}{dt}\right|_{max}$ nicht überschritten werden darf, wenn die aktuellen Betriebsfrequenzen im Beschleunigungsbereich liegen (Bild 2.16b).
Beispiel: Der Antrieb für eine Zentrifuge mit definiertem Drehzahlverlauf für das An- und Abfahren soll so verwirklicht werden, daß er eine bestimmte Beschleunigung nicht überschreitet. Diese Forderung erfüllt der Bewegungsablauf «Variable Drehzahl».

Bewegungsablauf «Reversierbetrieb»
Betrieb mit konstanter Reversierfrequenz f_R, wobei die Drehrichtung jedoch nach der halben Spielzeit umgeschaltet wird (Bild 2.17b).
Beispiel: Es soll ein Antrieb für einen Schwenkarm (z.B. für Galvanikbad) realisiert werden. Dieser Schwenkarm hat die Aufgabe, eine gleichmäßig oszillierende Bewegung zwischen zwei fest definierten Winkelstellungen auszuführen.
Der Bewegungsablauf «Reversierbetrieb» erfüllt diese Anforderung.

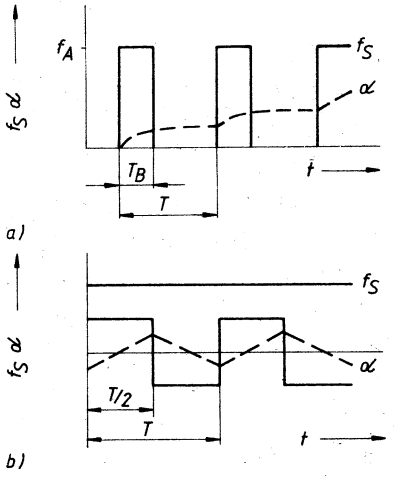
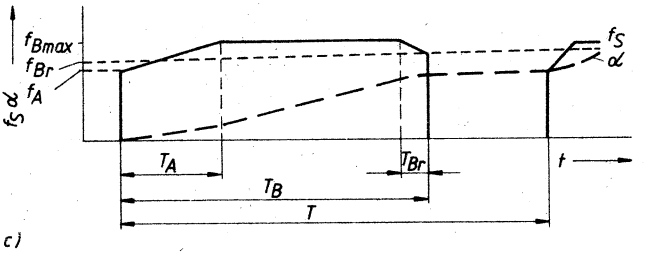


Bild 2.17 Bewegungsablauf;
a – Gruppenschrittbetrieb, b – Reversierbetrieb,
c – zeitoptimales Positionieren

Bewegungsablauf «Zeitoptimales Positionieren»

Betrieb mit variabler Frequenz, wobei nacheinander folgende Frequenzen auftreten:
Start mit der Startfrequenz f_A,
Erhöhen der Schrittfrequenz nach einer bestimmten Übergangsfunktion (vorzugsweise Exponential- oder lineare Funktion) bis zur Betriebsfrequenz f_B,
Betrieb mit der Betriebsfrequenz f_B,
Absenken der Schrittfrequenz nach einer bestimmten Übergangsfunktion (vorzugsweise Exponential- oder lineare Funktion) bis zur Stoppfrequenz f_{Br},
Stoppen aus der Stoppfrequenz.
In einer ganzen Reihe von Antriebsfällen werden Positionieraufgaben mit relativ kleinen Frequenzen nur in einer Bewegungsrichtung ausgeführt. In der Gegenrichtung ist in möglichst kurzer Zeit der Anfangspunkt wieder einzunehmen. Da der Motor nur

mit einer bestimmten Frequenz gestartet werden kann, muß anschließend die Frequenz nach einer bestimmten Zeitfunktion bis zur maximalen Betriebsfrequenz gesteigert werden, wobei die höchstzulässige Schrittfrequenzänderung nicht überschritten werden darf.
Zum Stoppen ist die Betriebsfrequenz ebenfalls wieder nach einer bestimmten Zeitfunktion bis auf die Stoppfrequenz abzusenken. Während bei Katalogangaben kein Unterschied zwischen der Startfrequenz f_A und der Stoppfrequenz f_{Br} gemacht wird, ist trotzdem ein solcher vorhanden. Durch exakte Untersuchungen am konkreten Antrieb kann ein zeitoptimales Regime gefunden werden und im jeweiligen Programmgeber Berücksichtigung finden (Bild 2.17c).



c)

Bild 2.17c

2.2.4. Technische Daten

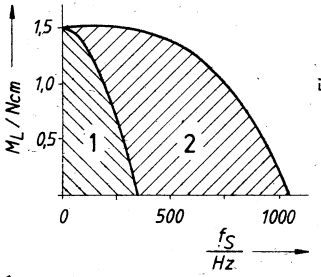
Die Tabellen 2.5. und 2.6. enthalten eine kleine Auswahl technischer Parameter von Schrittantrieben.
Der Schrittantrieb *NSA-GV 44* ist ein Antrieb der Großschrittvariante im Vollschrittbetrieb. Er wurde als Klauenpolmotor in 2-Stator-Bauweise mit permanent erregtem Läufer ausgeführt und unipolar angesteuert.
Die Darstellungen in Bild 2.18 enthalten einige Betriebskennlinien des Typs *NSA-GV 44*. Die Schrittantriebe *NSA-SV 42* und *NSA-SH 42* sind Antriebe der Standardvariante. Sie können im Voll- oder Halbschrittbetrieb arbeiten. Die Ansteuerung dieser

Tabelle 2.5. Technische Daten (Schrittantriebe I)

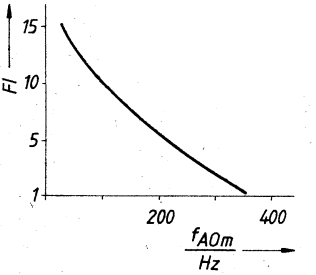
Parameter	Maß-einheit	NSA-GV 44	NSA-SV 42	NSA-SH 42	NSA-SV 62	NSA-SH 62
Schrittwinkel	°	11,25	7,5	3,75	7,5	3,75
Schrittzahl		32	48	96	48	96
Haltemoment M_H	Ncm	1,7	5,2	3,0	17	9
Lastdrehmoment M_{LO}	Ncm	0,4	3,5	3,0	9	9
Startfrequenz f_A bei M_{LO}; $FI = 1$	Hz	300	150	300	160	320
Betriebsfrequenz f_B bei M_{LO}	Hz	950	2000	4000	1500	3000
Trägheitsmoment des Rotors J_R	gcm^2	15,0	12,5	12,5	64	64

Tabelle 2.6. Technische Daten (Schrittantriebe II)

Parameter	Maß-einheit	IPS 5 Ausf. 1	IPS 5 Ausf. 2	IPS 3 Ausf. 1	IPS 3 Ausf. 2
Schrittwinkel	°	1,5	1,5	2,5	2,5
Schrittzahl		240	240	144	144
Haltemoment M_H	Ncm	30	30	17,6	17,6
Lastdrehmoment M_{LO}	Ncm	5	5	5	5
Startfrequenz f_A bei M_{LO}; $I_L = 0{,}5\,g_{cm}^2$	kHz	1,9	2,0	0,8	0,8
Betriebsfrequenz f_B mit M_{LO}	kHz	10	12	3,5	4
Trägheitsmoment des Rotors J_R	gcm^2	0,6	0,6	0,4	0,4



1 Start-Stopp-Bereich bei FI=1
2 Beschleunigungsfaktor



Trägheitsfaktor FI als Funktion der max. Startfrequenz f_{AOm}

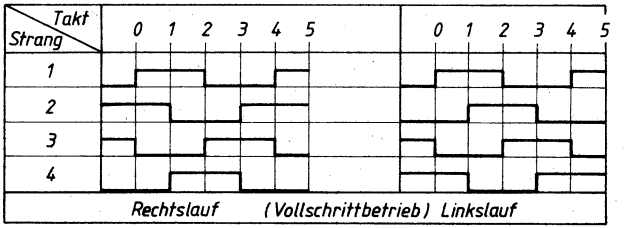
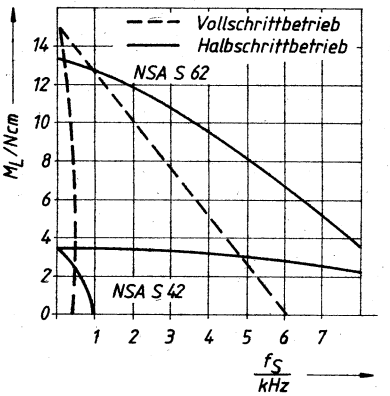


Bild 2.18 Betriebskennlinien des Schrittantriebs *NSA-GV 44*



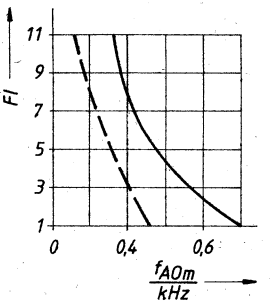


Bild 2.19
Betriebskennlinien der Schrittantriebe *NSA-S42* und *NSA-S62*

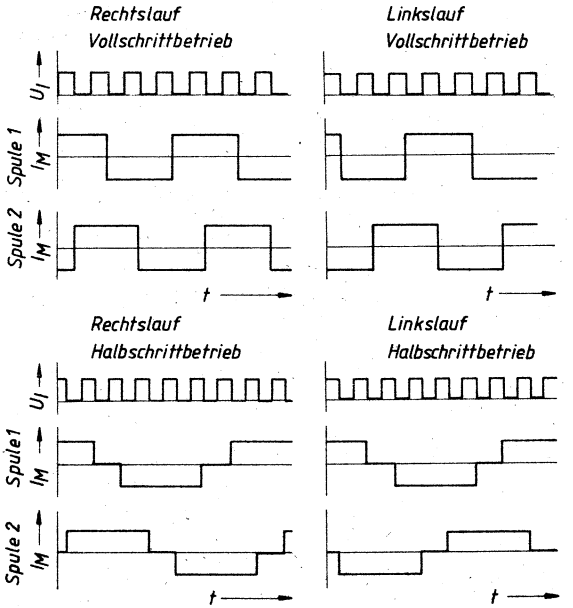


Bild 2.20 Zuordnung der Spulenströme zu den Eingangsimpulsen am Takteingang

Schrittmotoren erfolgt bipolar. Zur Sicherung guter dynamischer Eigenschaften wendet man das Prinzip der Konstantstromspeisung mit Hilfe einer Choppersteuerung an.
Bild 2.19 zeigt einige Betriebskennlinien der Schrittantriebe *NSA-SV 42* und *NSA-SH 42*.
Die Schrittantriebe *NSA-SV 62* und *NSA-SH 62* sind ebenfalls Standardvarianten für Voll- oder Halbschrittbetrieb. Die Ansteuerung dieser Schrittmotoren erfolgt bipolar.
Bild 2.19 enthält Darstellungen von Betriebskennlinien der Schrittantriebe *NSA-SV 62* und *NSA-SH 62*.
Die Zuordnung einiger Steuersignale und Strangströme für Halb- bzw. Vollschrittbetrieb kann man Bild 2.20 entnehmen. Die

Zuordnung gilt für die Typen *NSA-S 42* und *NSA-S 62*.
Die Schrittantriebe *IPS-A 3* und *IPS-A 5* gehören zu den Antrieben der Präzisionsvariante. Sie sind reaktive Mehrstatormotoren, deren Statorspulen (3 bzw. 5 Stränge) hintereinander in einem zylindrischen Gehäuse angeordnet werden. Die Ansteuerung erfolgt unipolar.
Bild 2.21 zeigt einige ihrer Betriebskennlinien.

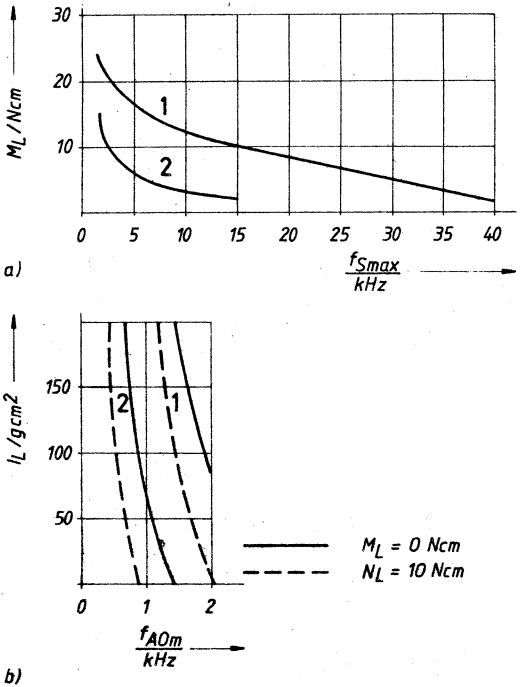


Bild 2.21 Betriebskennlinien der Schrittantriebe *IPS 5* mit *ASE 2-A 5-A 1/3* bzw. *IPS 3* mit *ASE 2-A 3-A 1/3;*
a – Abhängigkeit der maximalen Betriebsfrequenz vom Lastmoment, b – Abhängigkeit der maximalen Startfrequenz vom Lastträgheitsmoment

2.3. Weitere Motoren

2.3.1. Asynchron-Stellmotoren

Asynchron-Stellmotoren sind 2strängige Maschinen, wobei ein Wicklungsstrang ständig an Spannung liegt und der 2. über eine amplituden- oder phasenveränderliche Spannung gespeist wird. Überwiegend werden Ferrarismotoren eingesetzt, die als Läufer eine dünne Aluminiumglocke aufweisen.
Dem Vorteil der Verarbeitung einer Wechselspannung steht das schlechte Masse-Leistungs-Verhältnis gegenüber, das beim Wert 5 bis 10 gegenüber Gleichstrom-Stellmotoren liegt.
Ferrarismotoren sind regelbare Wechselstrom-Kleinstmotoren, die gegenüber Kommutatormotoren den Vorzug aufweisen, daß sie über keinerlei schnell verschleißende Teile verfügen und daher wartungsfrei arbeiten.
Bild 2.22 zeigt den typischen Aufbau des Ferrarismotors. Bild 2.23 stellt dessen Prinzipschaltbild dar.

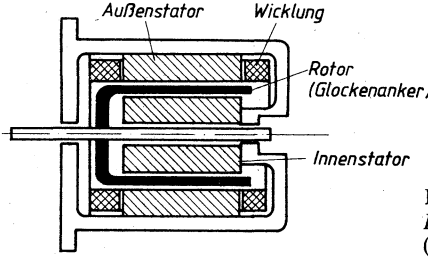


Bild 2.22
Ferraris-Motor
(Schnittdarstellung)

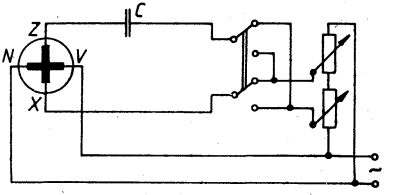


Bild 2.23
Prinzipschaltbild
des *Ferraris*-Motors

Mit Hilfe eines Phasenschieberkondensators im Erreger- oder Steuerkreis erzielt man zwischen Erreger- und Steuerspannung eine Phasenverschiebung von etwa 90°, was zur Ausbildung eines Drehfelds führt. Durch Induktion wird am Läufer ein Drehmoment erzeugt, dessen Größe eine Funktion der Steuerspannung ist.
Die Drehzahlregelung erreicht man durch kontinuierliche Veränderung der Steuerspannung im Bereich von 0 bis zur maximalen Nenndrehzahl. Das höchste Drehmoment liegt bei Drehzahl 0.
Durch Phasensprung der Steuerspannung von 180° wird die Drehrichtung geändert.
In Tabelle 2.7. sind einige Daten einer kleinen Auswahl von Ferrarismotoren zusammengestellt. Diese Motortypen mit und ohne Getriebe sind für den Einsatz als Stellmotor bestimmt und werden im VEB Kombinat *Elektromaschinenbau, Elektromotorenwerke* Hartha hergestellt.

2.3.2. Translationsmotoren

Aufgrund der Problemspezifik der meist direkt in den Antrieb integrierten Linearmotoren kommt ihnen z. Z. keine größere Bedeutung zu. Es gibt kaum Baureihen für die allgemeine Lösung von Linearantrieben. Deshalb sollen an dieser Stelle nur ausgesuchte Motoren dieser oft hochinteressanten Ausführungen vorgestellt werden.
Bild 2.24a zeigt das Prinzip des Tauchspul-Motors.
Wird ein von einem Strom I_T durchflossener Leiter der Länge l senkrecht von einer magnetischen Induktion B durchsetzt, so ist die Kraft $F = I_T \cdot B \cdot l$ feststellbar. Bei einer Federfesselung des Leiters (Spule) nach Bild 2.24a ergibt sich eine Auslenkung x (bei einer Federkonstanten c) von

$$x = \frac{F}{c} = \frac{I_T \cdot B \cdot l}{c} . \tag{11}$$

Tabelle 2.7. Technische Daten (Ferrarismotoren)

Kenn-Nr. (Bauform)	Erreger-spannung in V	Steuer-spannung in V	Anzugs-moment in Ncm	Anlauf-spannung in V	Betriebs-art	Getriebe
1900.1 (M401)	110	0...50	22,6	0,75	S1,S2-30min	mit
1903.1/2 (M401)	220	0...110	343	±1,5	S1	mit
1908.1 (M401)	115	0...30	0,1	±0,5	S1	ohne
1904.1 (M401)	110	0...30	2,8	±0,5	S1	ohne
1907.2 (M301)	220	0...80	36,3	±1	S2-10min	ohne

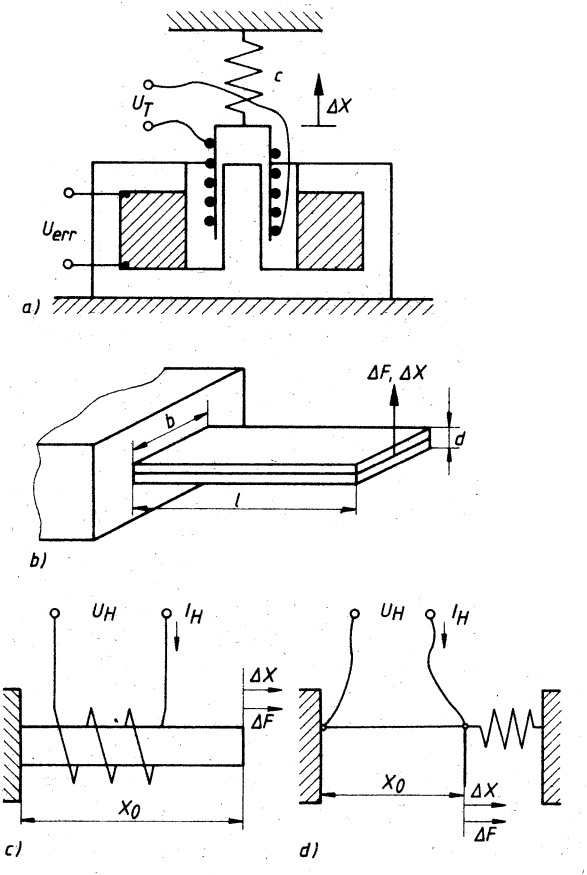


Bild 2.24 Prinzipaufbau translatorischer Motoren;
a – Tauchspul-Motor, b – Piezostreifen-Motor,
c – Dehnstab-Motor, d – Heizdraht-Motor

Mit solchen Tauchspul-Motoren werden Stellwege im Mikrometerbereich realisiert, wobei die Federkonstante die mögliche Wegauflösung bestimmt.
Werden piezoelektrische Stoffe *(Piezolan)* einem elektrischen Feld ausgesetzt, ergeben sich im Zusammenhang mit ihrer Polarisation Längenänderungen der Größenordnung

$$\Delta l / l \approx 10^{-6} \text{ bis } 10^{-5}$$

Im Sinne der Motoranwendung ist ein einseitig eingespannter Bimorph-Biegestreifen eine günstige technische Lösung. Bild 2.24b zeigt das Prinzip eines *Piezo*-Biegestreifen-Motors. Die Weg- bzw. Kraftänderung beim *Piezo*-Biegestreifen-Motor wird von den geometrischen Abmessungen und dem verwendeten Material bestimmt und ist der Erregerspannung direkt proportional.
Die relative Längenänderung von Bauteilen infolge Temperatureinflusses kann auch zum Aufbau von Translationsmotoren genutzt werden. Bei den im Bild 2.24c dargestellten Motoren auf der Basis von Wärmedehnung wird die notwendige Temperaturänderung durch eine elektrische Heizung möglich.
Unter Vernachlässigung von Strahlung, Konvektion und Wärmeleitung ist die Weg- und Kraftänderung hierbei proportional der Temperaturänderung des Dehnungsantriebs und somit der Heizleistung.
Der reaktive Gleichstromlinearantrieb ist ein Schrittantrieb, der elektrische Impulse entsprechend dem konstruktiven Aufbau und der elektrischen Ansteuerung in quantisierte Wege umwandelt. Bild 2.25 zeigt die Prinzipdarstellung eines reaktiven 5-Phasen-Gleichstrom-Linearschrittmotors.
In der magnetischen Raststellung stehen sich die rechteckförmig ausgebildeten Läufer- und Schienenpole genau gegenüber. Die um ein konstruktives Weginkrement in Bewegungsrichtung versetzten Magnetbatterien (oder Phasen) werden entsprechend ihrer Anzahl und dem daraus resultierenden Ansteuerregime pulsartig angesteuert, und der Motor nimmt die zugehörige magnetische Raststellung ein. Für jedes einzelne System oder für jede Systemkombination gibt es nur jeweils eine stabile magneti-

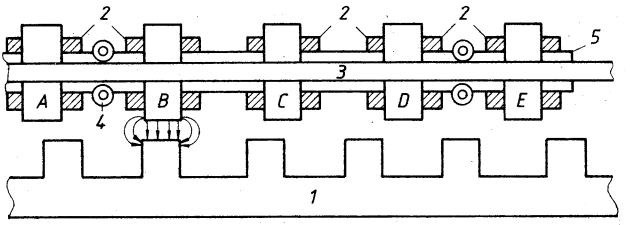


Bild 2.25 Linear-Schrittmotor mit 5 Erregersystemen
(Prinzipdarstellung, System B erregt);
1 – Stator, 2 – Erregerspule, 3 – Läuferachse,
4 – Räder des Läufers, 5 – Läufer

sche Raststellung, die sich entsprechend der Teilung periodisch wiederholt.

2.4. Gleichstrom- oder Schrittmotor?

Es ist allgemein bekannt, daß ein Schrittmotor nichts anderes ist als ein Synchronmotor, der über eine externe Kommutierungsvorrichtung schrittweise angesteuert wird. Ein unvoreingenommener Blick auf den Gleichstrommotor zeigt, daß er als selbstkommutierender Synchronmotor angesehen werden kann.
Dank der großen Anzahl der Phasen (Kollektorsegmente) und der Bürsten, die selbsttätig im entscheidenden Moment kommutieren (typisch mit einer 90°-Phase zum Statorfeld), entwickelt der Motor stets das maximale Drehmoment entsprechend dem Produkt aus Strom- und Drehmomentkonstante. Es ist zu beachten, daß beim Gleichstrommotor ein elektrischer Phasenwinkel von 90° einer Viertelumdrehung des Rotors entspricht und beim 2phasigen Schrittmotor einem Vollschritt.
Sobald der Gleichstrommotor an eine Spannungsquelle angeschlossen wird, läuft er an. Mit zunehmender Drehzahl, d. h. zunehmender Gegen-EMK, fällt der Strom bis zum Erreichen der Leerlaufdrehzahl ab.

Wird der Motor durch ein Lastmoment gebremst, so zieht er entsprechend den Erfordernissen der Last automatisch mehr Strom. Dies kennzeichnet den wesentlichen Unterschied zum Schrittmotor, bei dem der Strom und damit das Drehmoment relativ lastunabhängig sind. Die Drehzahl des Gleichstrommotors wird durch seine Klemmenspannung bestimmt. Er ist also ein Antriebsmotor, dem die automatische Kommutierung ein exzellentes Verhalten ohne Schwingneigung verleiht. Dadurch wird ihm aber gleichzeitig die Möglichkeit des Positionierens genommen. Benutzt man jedoch ein Tacho oder einen Winkelschrittgeber, lassen sich Lage oder Drehzahl regeln. Aus dem stabilen System 1. Ordnung entsteht aber zugleich ein mehr oder weniger stabiles System 2. Ordnung, bei dem das Motordrehmoment von der Winkelabweichung zwischen Soll- und Istwert abhängt.
Beim Schrittmotor definiert die Ansteuerfrequenz die Drehzahl des Rotors, dessen Position wiederum von der Frequenz und Summe der Impulse abhängt. Das Motordrehmoment hängt vom Strom und der Winkelstellung zwischen den Rotorpolen und der erregten Phase ab. Dies ist ein System 2. bzw. 3. Ordnung mit Neigung zum Schwingen. Das Positionieren ist dennoch möglich, weil die Kommutierung von außen gesteuert wird.
Im Gegensatz zum Gleichstrommotor gibt es beim Schrittmotor im allgemeinen keine starre Kopplung zwischen dem Zeitpunkt der Kommutierung und der augenblicklichen Winkelstellung des Rotors. Bei Drehmomentberechnungen muß daher ein Sicherheitsfaktor von 50 bis 100 % einkalkuliert werden.
Will man aber die Leistung doch optimieren, muß der Zeitpunkt der Kommutierung optimal gewählt werden. Bei konstanter und definierter Last erfolgt dies durch den Aufbau des Antriebs, ansonsten mit Hilfe eines Regelkreises.
An dieser Stelle sollen in einer Gegenüberstellung Gleichstrommotoren mit eisenlosem Läufer und Schrittmotoren mit Magnetscheiben-Rotor verglichen werden (G = Gleichstrommotor; S = Schrittmotor).

Spitzendrehmoment

G: sehr hoch, praktisch nur durch das Kommutierungssystem begrenzt

S: begrenzt durch die magnetische Sättigung auf das 2- bis 3fache Nennmoment. Die Dimensionierung des Motors muß dem verlangten Spitzenmoment mal Sicherheitsfaktor entsprechen

Dauerdrehmoment

G: niedrig; begrenzt durch Erwärmung (I^2R-Verluste)

S: hoch; begrenzt durch Erwärmung (I^2R-Verluste bei niedrigen und Eisenverluste bei hohen Drehzahlen)

Welligkeit des Drehmoments

G: niedrig (etwa 3 % bei neun Kollektorsegmenten)

S: niedrig bei Sinus-Cosinus-Ansteuerung (ca. 5 %), hoch im Einzelschrittbetrieb (100 %)

Spitzendrehzahl

G: bis weit über 10000 min^{-1}, begrenzt durch die Lebensdauer – Beschränkungen von Bürsten und Kollektor

S: etwa 10000 bis 20000 min^{-1}, begrenzt im wesentlichen durch die Eisenverluste

Da der Aufwand für die Ansteuerung vom konkreten Einsatzfall abhängt, kann hierzu nur Allgemeines gesagt werden.

Vergleicht man einen Gleichstrommotor im geschlossenen Regelkreis mit einem offen betriebenen Schrittmotor, ist bei vergleichbarer Leistung die Steuerelektronik des Schrittmotors bis zu 50 % weniger aufwendig als die des Gleichstrommotors mit Sensor. Dieser Vorteil verschwindet, sobald der Schrittmotor eine Regelung mit Hilfe eines Winkelschrittgebers benötigt.

Viele einfache Antriebe können mit einem Gleichstrommotor ohne Regelung gut und unkompliziert ausgeführt werden.

Schrittmotoren sollten aber in Betracht gezogen werden bei:

- Problemen der Zuverlässigkeit und Lebensdauer (da keine mechanische Kommutierung erfolgt);

- Betrieb in korrosiver Atmosphäre bzw. bei Explosionsgefahr;
- extrem niedrigen Drehzahlen, wenn ein Getriebe vermieden werden soll.

Sehr oft besteht die Aufgabe des Motors darin, in kürzester Zeit eine Trägheitslast vom Punkt A zum Punkt B zu bewegen. Dies wird meistens durch Anwendung eines 3eckigen Geschwindigkeitsprofils erreicht. Vom eingesetzten Motor verlangt man demzufolge eine hohe Winkelbeschleunigung und Spitzendrehzahl.

Zur Dimensionierung des geeigneten Motors bietet sich seine «power rate» an. So, wie die Winkelbeschleunigung die Änderung der Drehzahl bedeutet, gibt die «power rate» eine Änderung der mechanischen Leistung je Zeiteinheit wieder. Man berechnet sie aus dem Quadrat des Motordrehmoments, geteilt durch das Rotorträgheitsmoment.

Nachfolgende Gleichungen setzen die «power rate» in Beziehung zu den in Frage kommenden Größen:

$$\frac{M_M^2}{J_M} = M_M \frac{M_M}{J_M} = M_M \dot{\omega} = M_M \frac{d\omega}{dt} = \frac{dP_M}{dt} = \dot{P}_M \quad (12)$$

$$\dot{P}_M = \frac{M_M^2}{J_M} = \frac{\gamma^2 (n_i)^2}{J_M} = \frac{\gamma^2 (n_i)^2 R_o}{J_M \cdot R_o} = \frac{R_o (n_i)^2}{\frac{R_o J_M}{\gamma^2}} = \frac{P_e}{\tau_m}$$

M_M Motordrehmoment,
J_M Rotorträgheitsmoment,
$\dot{\omega}$ Winkelbeschleunigung,
P_m mechanische Leistung,
$\dot{P}_M$ «power rate» des Motors,
γ Drehmoment je Amperewindung,
n_i Windungszahl je Phase,
R_o Widerstand einer äquivalenten Wicklung, die das gesamte zur Verfügung stehende Volumen ausfüllen würde,
P_e elektrische Leistung,
τ_m mechanische Zeitkonstante.

Analog zur «power rate» $\dot{P}_M$ des Motors wird die «power rate» $\dot{P}_L$ der Last berechnet; sie ergibt sich aus dem Lastträgheitsmoment

J_L und dem Drehmoment M_L, das zur Beschleunigung der Last nötig ist. Setzt man $J_L = J_M = J$ (Anpassung der Trägheitsmomente) und $M_L = M_M = M$, so ergibt dies:

$$\dot{P}_L = \frac{M^2{}_L}{J_L} = J_L \frac{M^2{}_M}{J^2{}_M} = J_L \cdot \dot{\omega}^2 = J\dot{\omega}^2 \qquad (13)$$

Da der Motor zusätzlich zur Last seinen Rotor beschleunigen muß, ergänzt man das Rotorträgheitsmoment und erhält:

$$\dot{P} = J_L \left(\frac{M_M}{J_L + J_M}\right)^2 = J \left(\frac{M_M}{2J}\right)^2 = \frac{M^2{}_M}{4J} = \frac{1}{4}\dot{P}_M \qquad (14)$$

Das bedeutet, daß bei gleichem Rotor- und Lastträgheitsmoment der Motor das 4fache der von der Last benötigten «power rate» entwickeln muß.
Für eine gegebene Motor-«power-rate» $\dot{P}_M$ berechnet man die Zeit, in der eine Last mit Trägheitsmoment J_L um den Winkel α gedreht werden kann, wie folgt:

$$t = 2\sqrt{2\alpha} \cdot \sqrt[4]{\frac{J_L}{\dot{P}_M}} \qquad (15)$$

Die Zeit verhält sich umgekehrt proportional zur 4. Potenz der Motor-«power-rate». Die Reduzierung der Zeit verlangt deshalb eine Erhöhung der «power-rate» des Motors in der 4. Potenz. Sie erlaubt auf einfache Weise herauszufinden, ob ein gegebener Motor eine bestimmte Aufgabe erfüllen kann oder nicht.
Die wichtigste Aufgabe für den Konstrukteur eines Stellantriebs ist es, den Bewegungsablauf an der Schnittstelle B (Bild 1.1) zu analysieren und die wesentlichen Parameter qualitativ und quantitativ festzulegen. Der Bestimmung der Schnittstelle zwischen dem «Antriebsmotor und seiner Ansteuerelektronik» und der «informationsverarbeitenden Elektronik» kommt ebenfalls große Bedeutung zu. Dies ist bei den oft geringen Leistungen jedoch nicht generell möglich. Wenn der Konstrukteur diese Aufgaben gelöst hat, sollte er unbedingt in enger Zusammenarbeit mit dem Motorhersteller den endgültigen Antriebsmotor

auswählen. Aufgrund der breiten Palette der heute angebotenen Stellmotoren gibt es oft mehrere Lösungsmöglichkeiten. Zur Realisierung einer in jeder Beziehung optimalen Variante sollten die Erfahrungen beider Partner einbezogen werden.

3. Drehzahlmessung

Die Drehzahlmessung ist ein unerläßlicher Bestandteil vieler verschiedenartiger Antriebe. Die Intensivierung der Produktionsprozesse und der umfassende Einzug der Mikroelektronik in alle technischen Bereiche bringen auch höhere Anforderungen an die Genauigkeit der Drehzahlmeßeinrichtungen. Dieser Forderung genügen analoge Drehzahlwandler häufig nicht mehr. Auch beim Einsatz von Mikrorechnereinheiten zur Steuerung und Regelung technischer Prozesse werden digitale Eingangsgrößen benötigt, so daß der digitalen Drehzahlmessung eine immer größere Bedeutung zukommt.

3.1. Analoge Wandler

Als analoge Drehzahlwandler werden vorwiegend modifizierte elektrische Maschinen eingesetzt. Aufgrund ihrer physikalischen Wirkungsweise haben sie relativ enge technische Grenzwerte, die nicht überschritten werden sollten. Selbst Sonderbauformen weisen nur in einigen wenigen Parametern Verbesserungen auf.
Vorteilhaft ist bei analogen Wandlern die einfache Handhabung. Man kann allgemein einschätzen, daß mit analogen Wandlern Genauigkeiten bis etwa 10^{-3} bei normalem Aufwand realisierbar sind.
Im Durchschnitt werden folgende Grenzwerte erreicht, die konstruktionsbedingt und mit normalem Aufwand nicht wesentlich zu verbessern sind:

Gleichstrom-Tachometergeneratoren

Genauigkeit	0,1	bis	0,5 %
Riffelfaktor	0,1	bis	0,8 %
Linearitätsbereich	1	bis	100
Maximale Drehzahl	9 000	bis	12 000 min^{-1}

Synchron-Tachometergeneratoren

Linearitätsabweichung	1 bis 2 %
Linearitätsbereich	1 bis 1 000
Maximale Drehzahl	3 000 bis 10 000 min^{-1}

Ferrarismaschinen

Linearitätsabweichung	2 bis 10 %
Linearitätsbereich	1 bis 1 000

Maximale Drehzahl $0{,}3 \times$ Drehfelddrehzahl = Arbeitsdrehzahl

Es besteht ein Zusammenhang zwischen Genauigkeit, Leistung und Masse der Tachometergeneratoren. Bei den genannten technischen Parametern ergibt sich ein Massenverhältnis von etwa 1:100 zwischen Gleich- und Wechselstrom-Tachometergeneratoren. Als nachteilig werden Schleifkontakte angesehen, da stets ein nichtlinearer Bürstenübergangswiderstand und die Standzeit der Bürsten vom Anwender berücksichtigt werden müssen.
In Tabelle 3.1. sind einige Daten einer kleinen Auswahl von Gleichstrom-Tachometergeneratoren aus dem VEB *Elektromotorenwerk* Hartha aufgeführt.

3.2. Digitale Wandler

Im Gegensatz zu den analogen Drehzahlwandlern ist der Aufwand an Auswerteelektronik z. T. bedeutend größer.
Nachfolgend sind einige wesentliche Wirkprinzipien digital auswertender Drehzahlwandler aufgeführt. Die angegebenen maximalen Impulsfolgefrequenzen beziehen sich auf industriell gefertigte Geräte; Einzelanfertigungen können wesentlich höhere Impulsfolgen erreichen.

- Trägerfrequenzgespeister Differentialtransformator — 0 bis 1 000 min^{-1}
- gleichstromgespeister Transformator — 200 bis 25 000 min^{-1}
- magnetoelektrische Verfahren (z. B. *Hall*-Generator) — 200 bis 20 000 min^{-1}

Tabelle 3.1. Technische Daten (Gleichstrom-Tachometergeneratoren)

Typ	Nenn-spannung in V	Nenn-strom in mA	Nenn-drehzahl in min^{-1}	Nennbelastungs-widerstand in kΩ	Drehzahl-bereich in min^{-1}
1632.1	100	20	6000	5	60 . . . 7500
1632.2	100	20	3000	5	30 . . . 3750
1633.1	100	20	1500	5	15 . . . 1875
1621.3	230	90	6000	2,56	1500 . . . 7000
1621.5	235	98	6000	2,3	1500 . . . 7000

– optoelektische Verfahren
  - Reflexionsprinzip 1 bis 600 min^{-1}
  - Energieunterbrechungsprinzip 200 bis 2 000 min^{-1}

Bei der Beurteilung digitaler Meßverfahren sind die Auswerteverfahren in die Betrachtungen einzubeziehen. Es bestehen grundsätzlich zwei Möglichkeiten zur Signalauswertung: mittelwertbildende und zählende Verfahren.

Aufgrund der einfachen Weiterverarbeitung der gelieferten digitalen Information und des mechanisch einfachen sowie trägheitsmomentarmen Aufbaus der optoelektrischen Verfahren sind diese sehr universell einsetzbar.

Bild 3.1 zeigt die elektrischen Schaltbilder für die vom VEB *Elektromotorenwerk* Hartha angebotenen Impulsgeber IG1 bis IG4. Sie sind als separate Baueinheiten für die Anwendung in beliebigen Antriebssystemen oder in konstruktiver Einheit mit Gleichstrom-Mikromotoren der GMM-Reihe lieferbar.

Die Impulsgeber IG1 und IG3 weisen ein Abtastsystem zur Drehzahlerfassung auf, IG2 und IG4 sind mit zwei Abtastsystemen zur zusätzlichen Drehrichtungserfassung ausgestattet.

Die Impulszahl je Umdrehung bei einem Abtastsystem beträgt 100, bis zwei Abtastsystemen entsprechend zweimal 100, wobei die sinusförmigen Ausgangssignale beider Systeme etwa 90° phasenverschoben zueinander liegen. Diese Impulsgeber eignen sich für Drehzahlen bis 10000 min^{-1}.

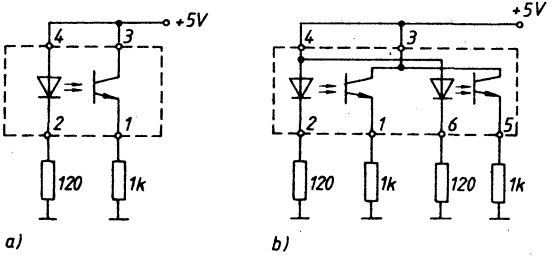


Bild 3.1 Anschlußschema für Impulsgeber;
a – IG1 und IG3 mit 1 Abtastsystem, b – IG2 und IG4 mit 2 Abtastsystemen

4. Ansteuerschaltungen

4.1. Prinzip der Konstantstromspeisung durch Chopperung

Werden Schrittmotoren mit konstanter Versorgungsgleichspannung betrieben, so erhält man, bedingt durch die Induktivität der Motorerregerwicklungen, mit steigender Schrittfrequenz eine mehr oder weniger stark gegen Null abfallende Drehmomenten-Kennlinie, da sich das Motordrehmoment direkt proportional zum Erregerstrom verhält.
Beim Einschalten einer Erregerwicklung steigt der Strom nach

$$i = I\,(1 - \mathrm{e}^{-t/\tau}) \qquad (16)$$

an. Hierbei ist I der maximale statische Spulenstrom, der praktisch nur vom *Ohmschen* Widerstand der Wicklung und der angelegten Erregerspannung bestimmt wird, und i ist der sich zeitlich ändernde tatsächliche Spulenstrom.

Die Zeitkonstante ergibt sich zu

$$\tau = \frac{L_\mathrm{m}}{R_\mathrm{m}}\,, \qquad (17)$$

wobei L_m die Induktivität der Erregerwicklung und R_m der *Ohmsche* Widerstand des verwendeten Spulenmaterials dieser Wicklung ist. Die Leistung gegebener Schrittmotoren kann man durch verschiedene Möglichkeiten erhöhen:
- Verkleinerung der Zeitkonstante τ,
- schrittweise Änderung der Betriebsspannung in Abhängigkeit von der Schrittfrequenz,
- Konstantstromspeisung.

Verwendet man induktionsfreie Vorwiderstände R_v, die mit der Erregerspule in Reihe geschaltet werden, verringert sich die Zeitkonstante nach Gleichung (17), und es ergibt sich

$$\tau = \frac{L_m}{R_m + R_v} . \tag{18}$$

Wird der maximale statische Spulenstrom I (Gl. 16) erreicht, dann vergrößert sich somit auch die notwendige Erregerspannung.

Durch diese Maßnahme kann die erreichbare Schrittfrequenz zwar erhöht werden, der gesamte Wirkungsgrad wird jedoch um so schlechter, je größer das Verhältnis R_v/R_m gemacht wird.

Zur schrittweisen Änderung der Betriebsspannung in Abhängigkeit von der Schrittfrequenz muß man einen erheblichen schaltungstechnischen und energetischen Aufwand betreiben. Aus diesen Gründen wendet man in den meisten Fällen bei der Ansteuerung von Schrittmotoren für höhere Schrittfrequenzen die Konstantstromspeisung an.

Bei der Konstantstromspeisung nach dem Chopperprinzip (engl. chopper – Unterbrecher, Zerhacker) wird die Erregerspannung für die Motorwicklung derart definiert unterbrochen, daß der Erregerstrom um den gewünschten Wert pendelt. In Bild 4.1 ist ein solcher gechopperter Stromverlauf abgebildet.

Nach dem Zuschalten der Erregerwicklung steigt der Spulenstrom gemäß Gleichung (16) an. Da eine sehr hohe Erregerspannung genutzt wird, ist der Stromanstieg sehr steil. Nach Erreichen der oberen eingestellten Grenze wird die Erregerspannung

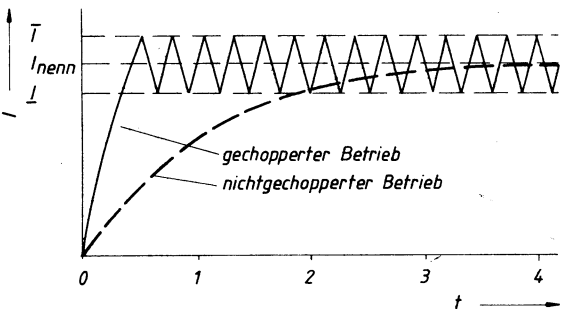


Bild 4.1 Chopper-Prinzip

abgeschaltet. Der Spulenstrom klingt nach einer Exponentialfunktion bis zur unteren eingestellten Spulenstromgrenze ab. Daraufhin wird die Erregerspannung wieder zugeschaltet, und ein neuer Anstieg des Spulenstroms erfolgt. Bei diesem Vorgang wird die Erregerwicklung gleichzeitig als Speicherdrossel für die Konstantstromversorgung genutzt.
In den Abschnitten 4.2. und 4.3. sind zur Chopper-Konstantstromspeisung konkrete Beispiele ausgeführt.

4.2. *D 394 D* – Schaltkreis zur Ansteuerung von Leistungsendstufen für gechopperte, unipolar erregte Schrittmotoren

Die monolitisch integrierte Schaltung *D 394 D* ist ein Schaltkreis für den Einsatz in Ansteuerschaltungen von gechopperten, unipolar erregten Schrittmotoren. Bei der Entwicklung des Schaltkreises wurde eine teilintegrierte Lösung von Leistungsverstärkern für die gechopperte, unipolare Ansteuerung verschiedenster elektromagnetischer Antriebselemente angestrebt.
Die Ansteuerung des *D 394 D* erfolgt durch TTL. Mit Hilfe der beiden integrierten Komparatoren ist eine Konstantstromspeisung nach dem Chopperprinzip recht einfach zu realisieren.
Beide Komparatoren haben TTL-kompatible Ausgänge, die über getrennte, einzeln herausgeführte Anschlüsse getort werden können. Für die Steuerung der beiden Logikblöcke stehen 2 getrennte Eingänge, die TTL-kompatibel sind, zur Verfügung. Über einen gemeinsamen Sperreingang lassen sich alle vier Treiberausgänge gleichzeitig auf «low»-Potential festlegen.
Die Treiberausgänge sind im Pegel ebenfalls TTL-kompatibel.

4.2.1. Aufbau und Eigenschaften

Wie aus dem Übersichtsschaltbild (Bild 4.2) zu entnehmen ist, besteht der *D 394 D* aus zwei Logikblöcken und zwei Komparatoreinheiten. Die beiden Logikblöcke sind weitgehend symmetrisch aufgebaut. Jeder Block hat einen Eingang (E1 oder E2),

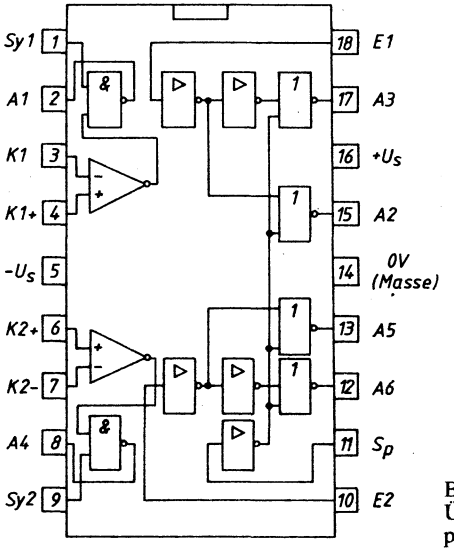


Bild 4.2
Übersichtsschaltplan des *D 394 D*

der als Inverterverstärker ausgelegt ist, daran anschließend spaltet sich der Signalfluß auf die beiden «ODER»-Stufen, einmal direkt und zum anderen über einen weiteren Inverterverstärker auf, denen sich dann die Treiberendstufen anschließen.
Der Sperreingang (Eingang Sp) wirkt auf alle Endstufen der Logikblöcke gleichzeitig.
Die beiden Komparatoreinheiten bestehen aus je einem Komparator und einem nachfolgenden NAND-Gatter, deren 2. Eingänge herausgeführt und mit Sy1 bzw. Sy2 bezeichnet sind.

Logikblock des *D 394 D*

Die logische Verknüpfung innerhalb eines Logikblocks ist aus dem Übersichtsschaltbild (Bild 4.2) zu ersehen. Die Eingänge E1, E2 bzw. Sp sind schaltungstechnisch jeweils als emittergekoppelte Differenzverstärker ausgeführt, deren 1. Eingang herausgeführt ist und deren 2. Eingang auf einer internen Referenzspannung von etwa 1,4 V liegt.

Aufgrund dieser Schaltungstechnik wird in diesem Fall ein offener Eingang im Gegensatz zu TTL-üblichen Schaltungen als «low» erkannt. Signale an den Eingängen E1 bzw. E2 rufen ein entsprechendes Ausgangssignal an den antivalenten Treiberausgängen A2 und A3 bzw. A5 und A6 hervor. Eingangssignale unter 1,3 V werden dabei als «low» ($-I_{ILtyp} \approx 10$ nA), über 1,6 V als «high» ($I_{IHtyp} \approx 2\,\mu$A) erkannt. Die durchschnittliche Signalverzögerungszeit beträgt dabei je Block typisch 440 ns beim Einschaltvorgang und 200 ns beim Ausschaltvorgang.
Mit dem «low»-Potential am Sperreingang lassen sich alle vier Treiberausgänge auf «low»-Potential legen. Das Singal wird intern vorwiegend über Stromspiegel zur Endstufe übertragen. Um die Funktion des zum Schutz für die externe Beschaltung vorgesehenen Sperreingangs bis möglichst weit unter die Nennbetriebsspannung zu gewährleisten, greift dieser, ebenfalls über Stromspiegelkonfigurationen, erst direkt vor den Treiberendstufen in den normalen Signalweg ein.

Treiberausgänge

Die sich an die Logikeinheiten anschließenden Treiberausgänge sind gegen Masse durch eine interne Strombegrenzungsschaltung kurzschlußgeschützt. Das bedeutet in diesem Zusammenhang lediglich, daß ein eventuell auftretender kurzzeitiger Kurzschluß an den Treiberausgängen (A2, A3, A5 oder A6) des *D 394 D* nicht zwangsläufig zur sofortigen Zerstörung des Bauelements führen muß. Dieser Kurzschlußschutz ist vor allem als Überlastungsschutz für die folgenden diskreten Endstufen bei auftretenden Fehlern vorgesehen und darf vom Anwender nicht als Betriebsfall genutzt werden.
Die integrierte Strombegrenzung läßt Kurzschlußströme von typisch 130 mA zu. Bei Kurzschluß gegen die positive Betriebsspannung ist kein interner Schutz vorhanden.
Die Treiberendstufen sind für Ausgangsströme von 50 mA ausgelegt. Bei größeren Strömen muß garantiert bleiben, daß die durchschnittliche Dauerverlustleistung eines Endstufentransistors einen Wert von 150 mW nicht überschreitet. Die maximal zulässige Impulsverlustleistung $\hat{P}_V$ darf nicht größer als 300 mW sein. Dabei ist folgendes zu beachten:

Werden die Ausgangstransistoren im Verlustleistungsbereich $150\,\text{mW} \leqq \hat{P} \leqq 300\,\text{mW}$ über eine bestimmte Zeit t_1 betrieben, so ist zu gewährleisten, daß die Belastung der Ausgangstransistoren während der anschließenden Zeitdauer t_2 (mit $t_2 = t_1$ und $t_1 + t_2 \geqq 10$ ms) so weit in Grenzen bleibt, daß über die Periodendauer $t_1 + t_2$ eine maximale Durchschnittsdauerverlustleistung $\bar{P}_V$ von 150 mW nicht überschritten wird.
Die Verlustleistung $\bar{P}_V$ der Ausgangstransistoren berechnet man wie folgt:

$$\bar{P}_V = \mid -I_{OH} \mid \cdot U_{CE} \tag{19}$$

mit $$U_{CE} = +U_S - U_{OH} - 0{,}7\,\text{V} \tag{20}$$

Bei belasteten Treiberendstufen im Schaltbetrieb wird eine typische «low-high»-Flanke (d. h. $50\,\text{mA} \rightarrow -50\,\text{mA}$, $0{,}6\,\text{V} \rightarrow 2{,}7\,\text{V}$) von 50 ns und eine «high-low»-Flanke (d. h. $-50\,\text{mA} \rightarrow 50\,\text{mA}$, $2{,}7\,\text{V} \rightarrow 0{,}6\,\text{V}$) von 95 ns erzielt.
Diese Flankensteilheit reicht für die meisten Einsatzfälle vollständig aus.
Die Ausgangs-«high»-Spannung liegt typisch bei 3,1 V (bei $+U_S = 5\,\text{V}$; $I_{OH} = -50\,\text{mA}$), die Ausgangs-«low»-Spannung typisch bei 0,2 V (bei $I_{OL} = 50\,\text{mA}$).

Komparator
Die im *D 394 D* enthaltenen Komparatoren sind als 2stufige Differenzverstärker ausgelegt und arbeiten mit einer symmetrischen Betriebsspannung von $\pm 5\,\text{V}$ gegen Masse. Die Eingangsströme I_{IK} bewegen sich im Eingangsspannungsbereich $-5\,\text{V} \leqq U_{IHK} \leqq (U_S - 0{,}6\,\text{V})$ typisch um $12\,\mu\text{A}$.
Das Komparatorausgangssignal wird mit Hilfe eines NAND-Gatters mit dem am Sy-Eingang anliegenden logischen Signal verknüpft. Diese Verknüpfung ermöglicht somit ein Toren des Komparatorsignals. Der Sy-Eingang stellt eine Last von typisch 1 mA dar. Die Ausgänge der Komparatorstufen (A 1 und A 4) sind TTL-kompatibel und mit einem fan-out von 10 belastbar. Dadurch beträgt die typische «high»-Ausgangsspannung $U_{OL} = 0{,}2\,\text{V}$. Die Signalverzögerungszeit im Komparatorteil beläuft sich auf etwa 100 ns.

Die Sy-Eingänge des Komparatorteils sind schaltungstechnisch als Dioden eines Dioden-Transistor-Gatters ausgeführt und unterscheiden sich somit von den Eingängen E1, E2 und Sp recht erheblich. Offene Sy-Eingänge werden als «high» erkannt.
Dem Komparator wurde ein NAND-Gatter nachgeschaltet, so daß sein Ausgang nicht frei zugänglich ist. Die Komparatorverstärkung kann man deshalb nicht ohne weiteres nachprüfen. Aus speziellen Untersuchungen ergeben sich aber typische Werte um 70 dB.
Aufgrund des Vorhandenseins eines «verbotenen Bereichs» für das dem Komparator nachgeschaltete Gatter (NAND-Gatter) empfiehlt es sich trotzdem, bei kleinen Eingangssignalen eine Hysteresebeschaltung vorzusehen und damit einer eventuellen Schwingneigung vorzubeugen.
Es ist besonders bei der Verarbeitung kleiner Signale durch den Komparator darauf zu achten, daß die positive und negative Betriebsspannung nahe am Schaltkreis gut abgeblockt wird.
Die Bezeichnung «invertierend» bzw. «nichtinvertierend» der Eingänge des Komparators bezieht sich auf den Ausgang A1 bzw. A4 (d. h. einschließlich NAND-Gatter).

4.2.2. Daten und Grenzwerte

Die Tabellen 4.1. und 4.2. enthalten eine Auswahl wichtiger Grenzwerte und Kenndaten des *D 394 D*.

Tabelle 4.1. Grenzwerte *D 394 D*

Kennwert		min.	max.	Einheit
Positive Betriebsspannung	U_{S+}	–	7	V
Negative Betriebsspannung	U_{S-}	−7	–	V
Eingangsdifferenzspannung zw. K1+ und K1− bzw. K2+ und K2−	$\lvert \Delta U_{IK} \rvert$	–	6	V
Eingangsspannung an K1+, K1−, K2+, K2−	U_{IK}	−5	+5	V
Eingangsspannung an E1, E2, Sp	U_I	0	U_{S+}	V
Ausgangsstrom, A1 oder A4	I_{OL}	–	20	mA
Ausgangsstrom, A2, A3, A5, A6	$\hat{I}_{OL}$	–	70	mA

Tabelle 4.2. Kenndaten *D 394 D*

Kennwert		min.	typ.	max.	Einheit
Stromaufnahme $U_S = \pm 5\,V$ (Ausgänge offen)	I_{S+}	–	33	70	mA
Stromaufnahme $U_S = \pm 5\,V$ (Ausgänge offen)	I_{S-}	–	13	26	mA
Ausgangsstrom A2, A3, A5, A6 ($U_{OH} = 2{,}4\,V$; $U_S = \pm 5\,V$)	I_{OH}	50	100	–	mA
Ausgangskurzschlußstrom (A2, A3, A5, A6)	I_{OS}	–	130	–	mA
Ausgangsspannung A1, A4 ($I_{OH} = 1{,}2\,mA$; $U_S = \pm 5\,V$)	U_{OH}	2,4	3,5	–	V

Tabelle 4.3. Anschlußbelegung *D 394 D*

pin	Belegung	pin	Belegung
1 Sy1	Synchronisationseingang	10 E2	Eingang
2 A1	Komparatorausgang	11 Sp	Sperreingang
3 K1–	Komparatoreingang, negativ	12 A6	Treiberausgang
4 K1+	Komparatoreingang, positiv	13 A5	Treiberausgang
5 U_{S-}	negative Betriebsspannung	14 M	Masse
6 K2+	Komparatoreingang, positiv	15 A2	Treiberausgang
7 K2–	Komparatoreingang, negativ	16 U_{S+}	positive Betriebsspannung
8 A4	Komparatorausgang	17 A3	Treiberausgang
9 Sy2	Synchronisationseingang	18 E1	Eingang

Die Anschlußbelegung des *D 394 D* zeigt Tabelle 4.3. in Verbindung mit Bild 4.2; die logische Funktion des *D 394 D* ist in Tabelle 4.4. aufgeführt.

Tabelle 4.4. Logische Funktion des *D 394 D*

Ausgang	Funktion
A1	$\overline{K1- \cdot Sy1}$ mit $K1- = \overline{K1+}$
A2	$E1 \cdot Sp$
A3	$\overline{E1 \cdot \overline{Sp}}$
A4	$\overline{K2- \cdot Sy2}$ mit $K2- = \overline{K2+}$
A5	$E2 \cdot Sp$
A6	$\overline{E2 \cdot \overline{Sp}}$

4.2.3. Allgemeine Applikationshinweise

- Es ist zweckmäßig, die positive und die negative Betriebsspannung mit je einem HF-Kondensator von 10 bis 100 nF direkt am Schaltkreis und einem Elektrolytkondensator von 10 bis 100 μF in der Nähe des Schaltkreises abzublocken.
- Die Zuleitungen, besonders die Masseleitung, sollten so niedrige Impedanz wie möglich aufweisen.
- Nichtbenutzte Eingänge sind auf festes Potential (logischen TTL-Pegel «high» oder «low») zu legen.
- Offene Eingänge am Logikteil werden als «low» erkannt.
- Offene Sy-Eingänge werden als «high» erkannt.
- Die Ansteuerung aller Eingänge des *D 394 D* mit TTL-Schaltkreisen ist möglich.
- Die Ansteuerung von TTL ist mit dem *D 394 D* möglich, sofern keine besonderen Ansprüche an hohe Flankensteilheit gestellt werden. Die Ausgänge des *D 394 D* sind TTL-kompatibel und mit einem fan-out von 10 (Komparatorausgänge) bzw. 30 (Treiberausgänge) belastbar.
- Die alleinige Verwendung der getorten Komparatoren des *D 394 D* ist möglich.
- Bei der alleinigen Verwendung des *D 394 D* als Treiber (d. h. ohne die Komparatoren) kann auf die negative Betriebsspannung verzichtet werden. Anschluß *5* (negative Betriebsspannung) ist dann auf Masse-Potential zu legen.
- Der integrierte Kurzschlußschutz der Treiberausgänge darf nicht als Anwenderfunktion genutzt werden, da die dabei für die Ausgangstransistoren auftretende Verlustleistung ein Vielfaches der zulässigen Impulsverlustleistung darstellt.
- Das Betreiben des *D 394 D* im Komparatoreingangsspannungsbereich $(+U_S - 0{,}6\,V) \leq U_{IHK} \leq 5\,V$ ist nach Möglichkeit zu vermeiden, da in diesem Bereich der Eingangsstrom schaltungstechnisch bedingt stark ansteigt.
- Um die Schutzfunktion des Sp-Eingangs so weit wie möglich zu realisieren, ist er schaltungstechnisch so konzipiert, daß seine Funktion bis weit unter die Nennbetriebsspannung (bis etwa 2,6 V) erhalten bleibt bzw. bereits ab dieser Spannung arbeitet.

– Werden *D 394 D* durch Fassungen kontaktiert, so ist darauf zu achten, daß zuerst die negative Betriebsspannung (wenn nicht vorhanden, dann Masse) am Schaltkreis anliegt, bevor ein positiveres Potential an eines der Anschlüsse angelegt wird.

4.2.4. Schaltbeispiele mit *D 394 D*

Bei den nachfolgenden Schaltbeispielen wird die Dimensionierung für eine bestimmte Versorgungsspannung der Endstufenkonfigurationen und einen konkreten Treiberstrom für die Motoren angegeben.
Wird vom Anwender durch konkrete Erfordernisse eine andere Dimensionierung benötigt, so kann diese unter Berücksichtigung der Kenn- und Grenzdaten der Bauelemente ohne größeren Aufwand und Spezialkenntnisse berechnet und entsprechend geändert werden.

Antivalente Endstufenkonfiguration für Unipolarbetrieb
Bild 4.3 zeigt eine Einsatzschaltung des *D 394 D* in einer Leistungsstufe für gechopperte, unipolare Erregung von Schrittmotoren. Diese Schaltung könnte angewendet werden, wenn ein 4phasiger, unipolarer Motor (die einzelnen Erregerstränge sind mit 1, 2, 3 und 4 benannt) wie folgt angesteuert werden soll ($n = 0; 4; 8; 12; \ldots$):

$n + 1$. Schritt	Strang 1 und 2 erregt
$n + 2$. Schritt	Strang 2 und 3 erregt
$n + 3$. Schritt	Strang 3 und 4 erregt
$n + 4$. Schritt	Strang 4 und 1 erregt

Das Bild 4.3 zeigt nur einen halben Schaltkreis *D 394 D*, da die Beschaltung für die Stränge 1 und 3 der Beschaltung für die Stränge 2 und 4 weitgehend gleicht.
Der Komparator ist mit einer Hysteresebeschaltung versehen und übernimmt die Chopperung des Motorspulenstroms. $R14$ wirkt dabei als Stromfühler für den momentanen Spulenstrom. Mit Hilfe des Spannungsteilers $R1$, $R2$ stellt man eine Referenzspannung für den Komparator am nichtinvertierenden Eingang (im weiteren U_4 genannt) bereit, mit der der Spulenstrom nach

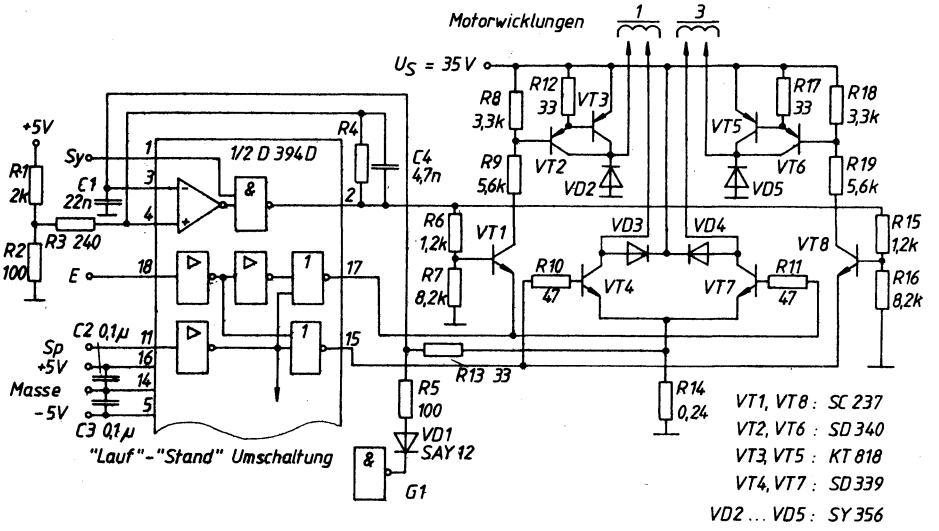


Bild 4.3 Endstufenkonfiguration für Unipolarerregung (antivalente Wicklungsansteuerung)

(Gl. 21) festgelegt wird. Der Spannungsteiler, der durch $R3$ und $R4$ gebildet wird, bestimmt die Hysterese für den Komparator. Diese Hysterese legt die Breite des Schlauchs fest, in dem sich der Spulenstrom während des Chopperns bewegt (siehe auch Bild 4.1). Der Motorspulenstrom I_M ergibt sich unter Vernachlässigung der Hysterese zu

$$I_M = \frac{U_4}{R14} \,. \tag{21}$$

Aus Gl. (21) läßt sich auch die Motorstromänderung durch die Hysteresebeschaltung, durch die U_4 beeinflußt wird, entnehmen. Die Widerstände $R13$ und $R5$ bilden einen durch das Gatter G1 schaltbaren Spannungsteiler. Dieses Gatter muß dabei einen offenen Kollektorausgang aufweisen. Wird das Gatter aktiviert, d. h., der Ausgang geht auf «low»-Potential, wird das Stromfühlersignal entsprechend dem Widerstandsverhältnis $R13$ zu $R5$ geteilt, und ein höherer Motorstrom stellt sich ein.
Wenn das Gatter nicht aktiviert wird, liegt das volle Stromfühlersignal am invertierenden Eingang des Komparators.
Mit einer solchen Schaltungsausführung kann der Motorspulenstrom für den «Lauf»- bzw. «Halte»-Betrieb des Schrittmotors einfach geändert werden. Um die Laufgeräusche des Motors so gering wie möglich zu halten, ist es vorteilhaft, eine Chopperfrequenz außerhalb des Hörbereichs zu wählen. Dies ist durch eine Synchronisation des Chopperkomparators über die «Sy»-Eingänge mit einem externen Generator möglich. Auf diese Weise kann z. B. ein externer Generator mit Hilfe kurzer Nadeln, welche dem eigentlichen Choppersignal des Komparators überlagert werden, die Schaltfrequenz für die Endstufentransistoren auf größer 20 kHz festlegen.
Ein «high»-Signal am Eingang E1 (Anschluß *18*) bewirkt am Ausgang A2 (Anschluß *15*) ebenfalls «high»-Potential und am Ausgang A3 (Anschluß *17*) «low»-Potential. Durch das an A2 liegende «high» wird der Transistor VT4 über den Basiswiderstand $R10$ angesteuert und öffnet. Gleichzeitig wird aber das Emitterpotential des Transistors VT8 so weit angehoben, daß dieser nicht mehr öffnen kann (unabhängig vom Ausgangssignal

des Chopperkomparators an A1 – Anschluß *2*). Dabei bleibt die rechte obere Transistorkonfiguration VT5, VT6 ebenfalls gesperrt. Das an A3 liegende «low»-Signal senkt das Emitterpotential von Transistor VT1 so weit ab, daß dieser Transistor jetzt in Abhängigkeit vom Choppersignal Anschluß *2* durchschalten kann. Wird VT1 leitend, können auch die Transistoren VT2 und VT3 öffnen, und der Strompfad für den Spulensatz «1» ist aktiviert. Steigt der Spulenstrom (Strompfad: VT3, Spule, VT4, *R*14) über den durch U_4 festgelegten Wert an, schaltet der Komparator über Anschluß *2* den Transistor VT1 und somit VT2 und VT3 ab. In diesem Moment wird der Spulenstrom von der Freilaufdiode VD2 übernommen (Strompfad: VD2, Spule, VT4, *R*14). Nach dem Abklingen des Spulenstroms unter die von der Hysterese festgelegte Grenze wird vom Komparator der Strompfad «VT3, Spule, VT4, *R*14» wieder aktiviert, so daß der Spulenstrom erneut ansteigt.
Der Transistor VT7 bleibt für die Dauer des «low»-Signals am Ausgang A3 ebenfalls gesperrt, d. h., der Strompfad für den Spulensatz «3» ist unterbrochen. Ändert sich das Eingangssignal an E1 (Anschluß *18*), wird der Strompfad für den Spulensatz «1» unterbrochen und der des Spulensatzes «3» analog der oben ausgeführten Beschreibung aktiviert.
Für die Ansteuerung des Spulensatzes «2» und «4» wird die gleiche Anordnung mit den anderen entsprechenden Baugruppen des *D 394 D* genutzt. Die Vorgänge sind den eben beschriebenen äquivalent.

Einfache, kaskadierbare Enstufenkonfiguration für Unipolarbetrieb

Sollen im Gegensatz zur beschriebenen paarweise-antivalenten Endstufenkonfiguration alle Spulensätze einzeln zugängig sein, empfiehlt es sich, einen Endstufenaufbau nach Bild 4.4 zu wählen. Es zeigt ebenfalls die Hälfte der Baugruppen des *D 394 D*.
Die Außenbeschaltung ist für das Treiben einer Wicklung ausgelegt. Eine beliebige Kaskadierung solcher Anordnungen erlaubt das Treiben von beliebig vielen Leistungsendstufen unabhängig

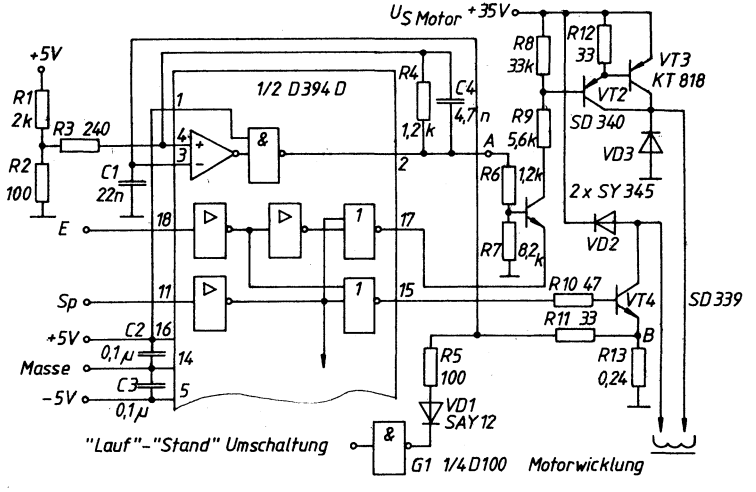
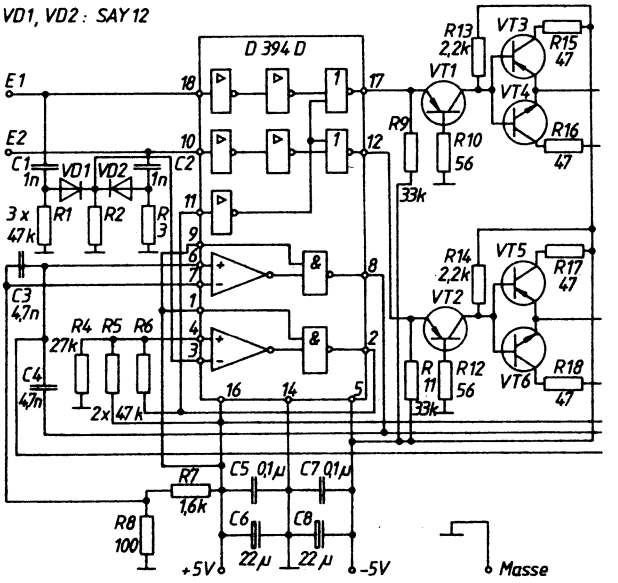


Bild 4.4 Endstufenkonfiguration für Unipolarerregung (einzelne Wicklungsansteuerung)

voneinander. Durch den Einsatz von Darlington-Transistoren in der Endstufe an Stelle von VT3 bzw. VT4 ist das Ansteuern von Schrittmotoren auch größerer Leistung recht einfach zu realisieren.
Wählt man ein Ansteuerregime, in dem nur jeweils ein Spulensatz aktiviert ist, dann kann das Choppern des Spulenstroms von einem einzigen Komparator übernommen werden. Die übrigen Komparatoren lassen sich für andere Funktionen verwenden.
In diesem Falle könnte das Choppersignal für alle weiteren *R*6 an Punkt «A» (Bild 4.4) abgegriffen werden. Ebenso müßten die Emitter aller dem «VT4» äquivalenten Transistoren auf Punkt «B» zusammengefaßt werden. Hierbei wäre zu beachten, daß der Ausgang der Komparatorblocks jedoch nicht überlastet wird.

Endstufenkonfiguration für Brückenbetrieb

Obwohl speziell für die Leistungsendstufen in Brückenschaltung der *D 395 D* vorgesehen ist, kann diese Endstufenkonfiguration auch mit Hilfe des *D 394 D* realisiert werden.
Bild 4.5 zeigt den Einsatz des *D 394 D* in einer Endstufenkonfiguration für Brückenbetrieb [3].
Zur Gewährleistung eines sicheren Betriebs werden die Basen der unteren Brückentransistoren im Sperrfall negativ vorgespannt. Dazu erweitert man die Endstufen des *D 394 D* diskret. In Bild 4.5 ist eine Schaltungsvariante gezeigt, bei der ein *D 394 D* für das Treiben einer Brücke eingesetzt wird.
Die Eingangssignale für die Durchsteuerung der Brückenzweige legt man an die Eingänge E1 (Anschluß *18*) und E2 (Anschluß *10*) des *D 394 D*. Dabei ist zu gewährleisten, daß E1 und E2 nie gleichzeitig auf «low»-Potential liegen. Die Steuersignale der Eingänge gelangen ebenfalls als differenziertes Signal auf den invertierenden Eingang des 1. Komparators (Anschluß *3*). Eine «low-high»-Flanke an einem der beiden Eingänge ruft also einen «low»-Impuls am Ausgang des 1. Komparators (Anschluß *2*) hervor. Der Komparatorausgang A1 ist mit dem Sperreingang (Anschluß *11*) verbunden und legt somit alle Ausgänge kurzzeitig auf Masse. Dadurch wird gesichert, daß im Umschaltmoment der Brücke genügend Zeit für das Ausräumen der Basisladungen der



Transistoren bleibt und keine unerwünschten Durchbruchspitzen in den Längszweigen der Brücke auftreten. Der Komparator ist dabei als Trigger beschaltet. Die Endstufen der Logikblöcke wurden durch eine diskrete Beschaltung derart erweitert (VT1 bis VT6), daß die Ausgangssignale eine positive (für «high») bzw. eine negative (für «low») Spannung darstellen. Auf diese Weise bewirkt z. B. ein «low» am Ausgang A3 (Anschluß *17*) das Sperren des Transistors VT1. Infolgedessen sinkt die Basisspannung der Transistoren VT3 und VT4 auf einen negativen Wert.
Der npn-Transistor VT3 sperrt, der pnp-Transistor VT4 öffnet und senkt somit das Basispotential der Transistoren VT7 und VT16 auf eine negative Vorspannung ab.

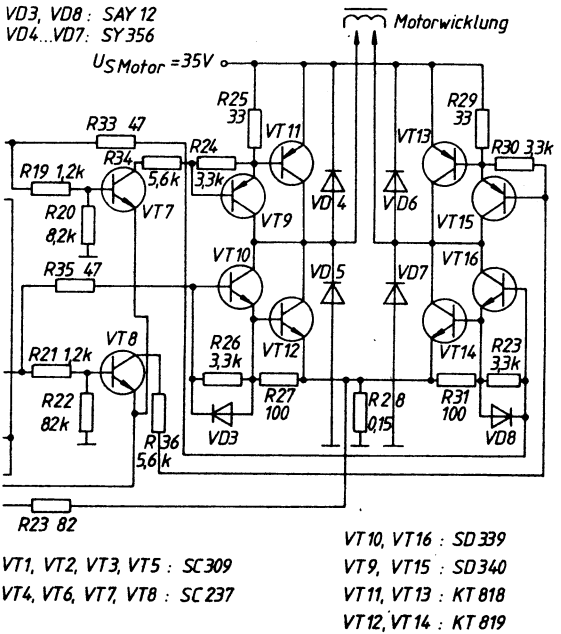


Bild 4.5 Endstufenkonfiguration für Brückenbetrieb mit *D 394 D*

Ein «high»-Ausgangssignal an Anschluß *17* dagegen bewirkt das Öffnen des Transistors VT1, dessen Basis auf Masse liegt. Die Basisspannung für VT3 und VT4 wird positiv. Damit sperrt VT3, und VT4 öffnet. Das Basispotential der Transistoren VT7 und VT16 wird angehoben. Das Ausgangssignal A6 zeigt die gleiche Wirkung auf die Transistorenkonfiguration VT2, VT5, VT6.

Die Transistoren VT7 und VT8 haben die Aufgabe, die oberen Zweige der Brücke in Abhängigkeit vom Eingangssignal und vom Choppersignal zu schalten. Das Choppersignal kommt vom Ausgang des 2. Komparators (Anschluß *8*). Weist der Komparator am Ausgang ein «high»-Signal auf, werden die Emitterpo-

tentiale der Transistoren VT7 und VT8 angehoben, so daß die Transistoren – unabhängig vom momentanen Basissignal – sperren. Auf diese Weise bleiben auch die oberen Brückenzweige gesperrt. Liegt der Komparatorausgang A4 jedoch auf «low», können die Transistoren VT7 oder VT8 – je nach anliegendem Basispotential – öffnen und somit den entsprechenden oberen Brückenzweig durchschalten. Da die Basisansteuerung der Transistoren VT7 und VT16 bzw. VT8 und VT10 miteinander gekoppelt ist, wird nun der Brückenquerzweig in entsprechender Richtung freigegeben. Für die Brückenzweige verwendet man in diesem Beispiel *Darlington*-Stufen. Die Dioden VD4 bis VD7 wirken als Freilaufdioden und schützen gleichzeitig die Brückenzweige. VD3 und VD8 beschleunigen den Ladungsabbau in den Basen von VT12 und VT14. Der Widerstand *R*28 funktioniert in der Schaltung als Stromfühler. Der Motorstrom verursacht an *R*28 einen Spannungsabfall, der als Eingangssignal für den Chopperkomparator genutzt wird. Die Chopperfrequenz ist dabei freilaufend. Mit *R*8 und *R*7 wird der Motorstrom festgelegt. Sind für die Motoren mehrere Brücken notwendig, ist der Schaltungsaufbau mehrfach auszuführen.

Nebenanwendungen

Diese Art Schaltungen sind nahezu beliebig fortzusetzen und gelten sinngemäß auch für den *D 395 D*.

– *Schaltbarer Rechteckgenerator*

Bild 4.6 zeigt die Schaltung für einen schaltbaren Rechteckgenerator mit dem *D 394 D*. Dazu sind ein Komparator und ein Logikblock zu einem Trigger mit großer Hysterese geschaltet.

Liegt der nichtnegierte Ausgang (hier Anschluß *15*) auf «high», wird der Kondensator *C*1 über *R*1 und VD1 aufgeladen. Übersteigt die Spannung am Kondensator die am positiven Komparatoreingang anliegende Referenzspannung, schaltet der nichtnegierte Ausgang auf «low» und übernimmt den gesamten durch *R*1 fließenden Strom, so daß *C*1 folglich über *R*6 und über wahlfrei zugeschaltete Steuerwiderstände in diesem Fall (mit R_{S1} bis R_{S4} bezeichnet) entladen wird. Sinkt die Spannung an *C*1 unter die an Anschluß *4* liegende Spannung, kippt die Schaltung wieder in den

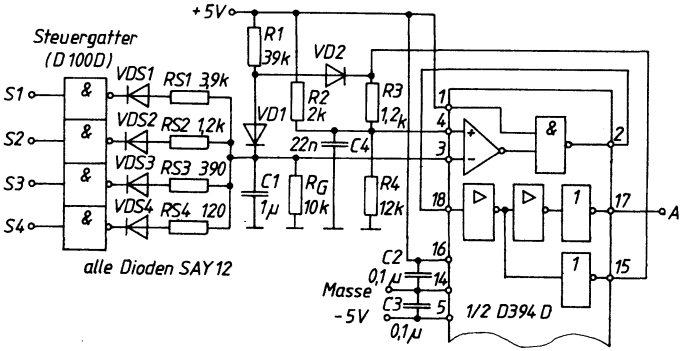


Bild 4.6 Schaltbarer Rechteckgenerator mit *D 394 D*

«Aufladezustand». R_{S1} bis R_{S4} werden in diesem Schaltbeispiel von TTL-Steuergattern geschaltet. Liegen alle Gatterausgänge auf «high», stellt sich die durch R_G bestimmte Grundfrequenz ein.

– *Spannungsgesteuerter Rechteckgenerator*

Bild 4.7 zeigt eine mögliche Schaltung für einen spannungsgesteuerten Rechteckgenerator mit dem *D 394 D*. Mit Hilfe der Komparatoren wird der Ladungszustand des *C* bewertet. Eine feststehende obere Referenzspannung U_{Ref} (sie sollte zweckmäßigerweise 0,2 bis 0,5 V unter U_{OH} des Anschlusses *15* liegen) bestimmt dabei den oberen Ladungszustand des Kondensators. Beim Überschreiten dieses Werts schaltet der Ausgang um, und der Kondensator wird (im Bild über Anschluß *15*) bis zur eingestellten Steuerspannung U_{St} entladen. Nach Unterschreiten der Steuerspannung kippt die Schaltung wieder in den «Lade»-Zustand. Soll das Tastverhältnis geändert werden, kann man *R* der *RC*-Kombination durch eine Dioden-Widerstands-Kombination ersetzen. Dabei ist jedoch zu beachten, daß die Referenzspannung U_{Ref} um die Diodenflußspannung herabgesetzt werden sollte. Die erreichbare Linearität dieser Schaltung kann aufgrund der verwandten Schaltungstechnik nur geringen Anforderungen genügen.

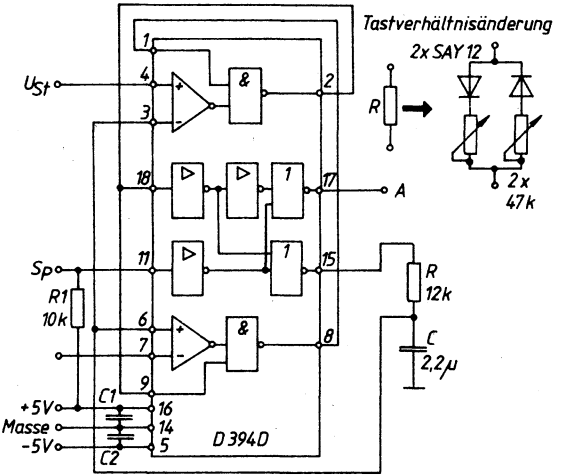


Bild 4.7 Spannungsgesteuerter Rechteckgenerator mit *D 394 D*

– *Fensterdiskriminator*

Wie bereits in den Applikationshinweisen erwähnt wurde, kann man die Komparatoren des *D 394 D* auch unabhängig von den Logikblöcken betreiben. Ein Anwendungsbeispiel aus der Fülle der sich dadurch ergebenden Schaltungen zeigt Bild 4.8.

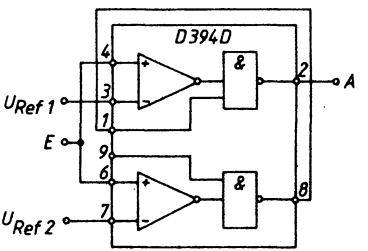


Bild 4.8
Fensterdiskriminator mit
D 394 D

Der *D 394 D* ist als Fensterdiskriminator geschaltet. Die Fensterbreite wird durch eine obere, an Anschluß *3* anliegende und eine untere, an Anschluß *7* anliegende Referenzspannung festgelegt. Das interne NAND-Gatter des 1. Komparators wird für die logische Verknüpfung der beiden Komparatorsignale benutzt. Die auszuwertende Eingangsspannung liegt an den Anschlüssen *4* und *6* des *D 394 D* an. Solange sich die Eingangsspannung zwischen den Referenzspannungen bewegt, liegt der Ausgang A1 (Anschluß *2*) auf «low»-Potential. Verläßt die Eingangsspannung den «Fensterbereich», so schaltet der Ausgang auf «high»-Potential um.

4.3. *D 395 D* – Schaltkreis zur Ansteuerung von Leistungsendstufen gechopperter, bipolar erregter Schrittmotoren

Die monolitisch integrierte Schaltung *D 395 D* entstand aufgrund einer Forderung nach einer teilintegrierten Lösung für Ansteuerschaltungen im Brückenbetrieb für bipolar erregte Schrittmotoren.
Der Schaltkreis ermöglicht mit seinen beiden Komparatoren – ähnlich dem *D 394 D* – den Chopperbetrieb für die Schrittmottoren. Die Treiberendstufen der Logikblöcke sind für das Treiben von Leistungsendstufen mit bis zu ± 50 mA Treiberstrom ausgelegt, wobei sie durch eine integrierte Strombegrenzungsschaltung gegen Masse bzw. negative Betriebsspannung kurzschlußgeschützt sind. Der *D 395 D* enthält eine doppelt ausgeführte logische Schaltung mit je einem Treiberausgang und zwei Komparatoren. Diese Komparatoren weisen TTL-kompatible Ausgänge auf, die über getrennte, in diesem Fall Synchronisationseingänge genannte Anschlüsse getort werden könnten.

4.3.1. Aufbau und Eigenschaften

Aus dem Übersichtsschaltbild (Bild 4.9) kann der Leser entnehmen, daß der *D 395 D* aus zwei Logikblöcken und zwei Komparatoreinheiten besteht. Diese sind weitgehend symmetrisch aufgebaut.

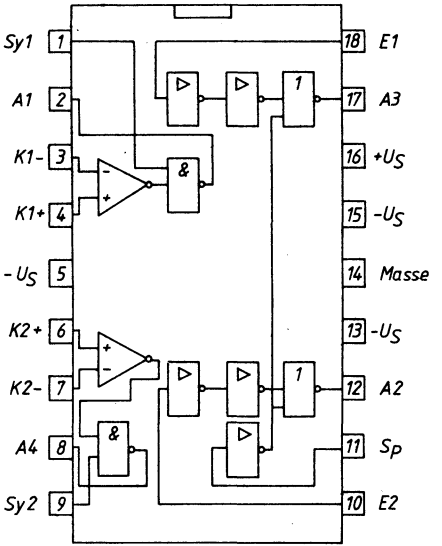


Bild 4.9
Übersichtsschaltplan des *D 395 D*

Jeder Logikblock hat einen Eingang (E 1 oder E 2), der als Inverterverstärker funktioniert. Nach der 2. Inverterstufe schließt sich dann eine «ODER»-Verknüpfung mit den ebenfalls invertierenden Treiberendstufen an. Diese Treiberendstufen sind nicht TTL-kompatibel.
Mit Hilfe der «ODER»-Verknüpfung gelangt das ebenfalls über einen Inverterverstärker empfangene Eingangssignal des Sperreingangs (Eingang Sp) in den Signalweg.

Mit einem «low»-Signal am Sperreingang lassen sich beide Treiberendstufen, unabhängig von ihrem an E1 bzw. E2 anliegenden Eingangspegel, auf negatives Ausgangspotential legen. Die beiden Komparatoreinheiten bestehen aus je einem Komparator und einem nachfolgenden NAND-Gatter, deren 2. Eingänge herausgeführt und mit «Sy1» bzw. «Sy2» bezeichnet sind.

Logikteil des *D 395 D*

Aus dem Übersichtsschaltbild gemäß Bild 4.9 kann man die logische Verknüpfung innerhalb eines Blocks des *D 395 D* ersehen. Die logische Funktion wird wie folgt beschrieben:

$$A2 = \overline{E2 \cdot \overline{Sp}} \text{ bzw. } A3 = \overline{E1 \cdot \overline{Sp}},$$

wobei an Stelle logisch «low» eine negative Ausgangsspannung bereitsteht. Die Eingangsstufen des Logikblocks sind als emittergekoppelte Differenzverstärker ausgelegt, demnach bewertet man offene Eingänge mit «low», ebenso Eingangssignale unter 1,4 V.

Der Eingangs-«low»-Strom liegt bei den Eingängen des Logikblocks bei typisch 85 nA. Eingangssignale über 1,5 V werden als «high» erkannt, wobei der Eingangs-«high»-Strom bei typisch 1,8 μA liegt.

– *Treiberausgänge*

Die den Logikblock abschließenden Treiberausgänge sind im «high»-Zustand gegen Masse oder die negative Betriebsspannung durch eine interne Strombegrenzungsschaltung kurzschlußgeschützt. Das bedeutet in diesem Zusammenhang lediglich, daß ein eventuell auftretender kurzzeitiger Kurzschluß an den Treiberausgängen A1 und A3 nicht zwangsläufig zur sofortigen Zerstörung des Bauelements führen muß. Der Kurzschlußschutz ist vor allem als Überlastungsschutz der sich anschließenden diskreten Endstufen bei auftretenden Fehlern vorgesehen und darf vom Anwender nicht als Betriebsfall genutzt werden.

Die integrierte Strombegrenzung läßt Kurzschlußströme von typisch 135 mA gegen Masse (bzw. 145 mA gegen die negative Betriebsspannung) zu. Bei Kurzschluß eines sich im negativen

Zustand befindlichen Ausgangs gegen Masse oder die positive Betriebsspannung ist kein interner Schutz vorhanden. Die Treiberendstufen sind für Ausgangsströme von ±50 mA ausgelegt. Bei größeren Strömen muß garantiert bleiben, daß die durchschnittliche Dauerverlustleistung eines Endstufentransistors einen Wert von $\overline{P}_V = 150\,mW$ nicht überschreitet. Die maximale Impulsverlustleistung $\hat{P}_V$ von 300 mW ist dabei nicht zu überschreiten.

Es gilt außerdem folgendes zu beachten:

Wenn die Ausgangstransistoren im Verlustleistungsbereich $150\,mW \leq \hat{P}_V \leq 300\,mW$ über eine bestimmte Zeit t_1 betrieben werden, dann ist zu garantieren, daß die Ausgangstransistoren während der anschließenden Zeitdauer t_2 (mit $t_2 > t_1$ und $t_1 + t_2 \leq 10\,ms$) nur so weit belastet werden, daß über die Periodendauer $t_1 + t_2$ eine maximale Durchschnittsdauerverlustleistung $\overline{P}_V$ von 150 mW nicht überschritten wird. Die Verlustleistung der Ausgangstransistoren kann man nach Gleichung (19) und (20) berechnen.

Die «high»-Ausgangsspannung der Treiberausgänge liegt bei einem «high»-Ausgangsstrom von −50 mA und einer Betriebsspannung von ±5 V bei typisch 3,1 V. Die an Stelle von «low» erzeugte negative Ausgangsspannung liegt bei einem Ausgangsstrom von +50 mA dann bei typisch −4,8 V.

Die Anstiegszeit der Ausgangsspannung vom negativen Zustand in den «high»-Zustand (I_0 von +50 mA auf −50 mA) beträgt typisch 50 ns, die Abfallzeit 100 ns.

Zur Gewährleistung der Sp-Funktion für die Ausgänge A2 und A3 muß die minimale Betriebsspannung typisch ±2,4 V betragen.

Komparatorblock

Die im *D 395 D* enthaltenen Komparatoren sind als 2stufige Differenzverstärker ausgelegt und arbeiten mit einer symmetrischen Betriebsspannung von ±5 V gegen Masse. Wird die Eingangsspannung am Komparator näher als 700 mV an die Betriebsspannung herangeführt, steigt der Eingangsstrom stark an (bis über 1 mA); die Funktion bleibt aber trotzdem erhalten. Ein Betrei-

ben des Komparators in diesem Bereich sollte jedoch nach Möglichkeit vermieden werden.
Die Bezeichnung «invertierender» bzw. «nichtinvertierender» Eingang bezieht sich beim Komparator auf den Ausgang nach dem NAND-Gatter (A1 bzw. A4). Das Komparatorausgangssignal verknüpft man mit Hilfe eines NAND-Gatters mit dem am Eingang Sy anliegenden logischen Signal, wodurch ein Toren des Ausgangssignals ermöglicht wird.
Die Eingangs-«low»-Ströme der Eingänge Sy liegen bei typisch 1 mA. Die Ausgänge des Komparatorblocks (A1 und A4) sind TTL-kompatibel und mit einem fan-out von 10 belastbar.
Die Anstiegszeit für den Komparatorausgang («low-high»-Flanke) beträgt typisch 52 ns, die Abfallzeit («high-low»-Flanke) beläuft sich auf typisch 12 ns.

4.3.2. Daten und Grenzwerte

Die Tabellen 4.5. und 4.6. enthalten eine Auswahl wichtiger Grenzwerte und Kenndaten des *D 395 D*. Tabelle 4.7. zeigt die Anschlußbelegung des *D 395 D*.

Tabelle 4.5. Kenndaten *D 395 D*

Kennwert		min.	typ.	max.	Einheit
Stromaufnahme $U_S = \pm 5\,V$ (Ausgänge offen)	I_{S+}	–	33	60	mA
Stromaufnahme $U_S = \pm 5\,V$ (Ausgänge offen)	I_{S-}	–	13	35	mA
Ausgangsstrom, A2, A3 ($U_{OH} = 2{,}4\,V$; $U_S = \pm 5\,V$)	I_{OH}	50	>100	–	mA
negativer Ausgangsstrom A2, A3 ($U_S = \pm 5\,V$; $U_{O-} = -4{,}3\,V$)	I_{O-}	50	100	–	mA
Komparatoreingangsstrom ($-3\,V < U_{IH} < 3\,V$; $U_S = \pm 5\,V$)	I_{IHK}	–	12,5	75	µA

Tabelle 4.6. Grenzdaten *D 395 D*

Kennwert		min.	max.	Einheit
Positive Betriebsspannung	U_{S+}	–	7	V
Negative Betriebsspannung	U_{S-}	−7	0	V
Komparatoreingangsdifferenzspannung	$\lvert \Delta U_{IK} \rvert$	–	6	V
maximaler Ausgangsstrom A2, A3	$\lvert I_O \rvert$	–	70	mA
maximale Gesamtverlustleistung ($\vartheta_a = 25°C$)	P_{tot}	–	1330	mW

Tabelle 4.7. Anschlußbelegung *D 395 D*

pin	Belegung	pin	Belegung
1 Sy1	Synchronisationseingang	10 E2	Eingang
2 A1	Komparatorausgang	11 Sp	Sperreingang
3 K1−	Komparatoreingang, negativ	12 A2	Treiberausgang
4 K1+	Komparatoreingang, positiv	13 U_{S-}	negative Betriebsspannung
5 U_{S-}	negative Betriebsspannung	14 M	Masse
6 K2+	Komparatoreingang, positiv	15 U_{S-}	negative Betriebsspannung
7 K2−	Komparatoreingang, negativ	16 U_{S+}	positive Betriebsspannung
8 A4	Komparatorausgang	17 A3	Treiberausgang
9 Sy2	Synchronisationseingang	18 E1	Eingang

4.3.3. Allgemeine Applikationshinweise

- Es ist zweckmäßig, die positive und negative Betriebsspannung mit je einem HF-Kondensator (10 bis 100 nF) und einem Elektrolytkondensator 10 μF gegen Masse direkt am Schaltkreis abzublocken.
- Die Zuleitungen, besonders die Masseleitung, sollten so niedrige Impedanzen wie möglich aufweisen.
- Nichtbenutzte Eingänge sind auf festes, definiertes Potential zu legen («high»- oder «low»-Potential).
- Offene Eingänge des Logikteils werden als «low» erkannt.
- Offene Sy-Eingänge werden als «high» erkannt.
- Eine Ansteuerung des *D 395 D* mit TTL-Pegeln ist möglich.
- Die Ausgänge des Komparatorteils sind TTL-kompatibel und mit einem fan-out von 10 belastbar (A1 und A4).

- Die Ausgänge der Treiberstufen (A2 und A3) sind nicht TTL-kompatibel.
- Im «high»-Zustand sind die Ausgänge der Treiberendstufen gegen Masse und die negative Betriebsspannung «kurzschlußgeschützt». Gegen einen Kurzschluß im «low»-Zustand besteht kein Schutz.
- Der integrierte Kurzschlußschutz der Treiberausgänge darf nicht als Anwenderfunktion genutzt werden, denn die dabei auftretende Impulsverlustleistung würde die zulässigen Werte weit übersteigen.
- Das Betreiben des *D 395 D* im Komparatoreingangsspannungsbereich $5\,V \geq U_{IKH} \geq (+U_S - 0{,}7\,V)$ ist nach Möglichkeit zu vermeiden, da in diesem Bereich der Eingangsstrom schaltungstechnisch bedingt stark ansteigt.
- Um die Schutzfunktion des Sp-Eingangs so weit wie möglich zu realisieren, ist er schaltungstechnisch derart konzipiert, daß seine Funktion bis weit unter die Nennbetriebsspannung (bis etwa 2,4 V) erhalten bleibt.
- Wird ein Komparator genutzt, sind die Eingänge des 2. Komparators auf feste, jedoch unterschiedliche Potentiale zu legen (Potentialunterschied $> 0{,}1\,V$ empfohlen).

4.3.4. Schaltbeispiele mit *D 395 D*

Endstufenkonfiguration für Brückenbetrieb

Das Bild 4.10 zeigt einen Schaltungsvorschlag für den Einsatz des *D 395 D* vom *FEZ Elektromaschinenbau* Dresden.

Die Schaltung besteht aus der Eingangssignalverriegelung, dem *D 395 D* und der Leistungsendstufe in Brückenschaltung.

Die Eingangssignalverriegelung setzt sich aus den Gattern G1, G2 und G3 zusammen. Diese verhindern, daß durch eine Fehlschaltung an den Eingängen B1 und B2 alle vier Brückenzweige gleichzeitig aktiviert werden, was einem Kurzschluß zwischen der Motorbetriebsspannung und Masse entspricht und somit die Zerstörung der Leistungsschalttransistoren zur Folge hätte. Der *D 395 D* weist auch in diesem Fall wieder eine Schutzbeschaltung für die externen Leistungstransistoren auf.

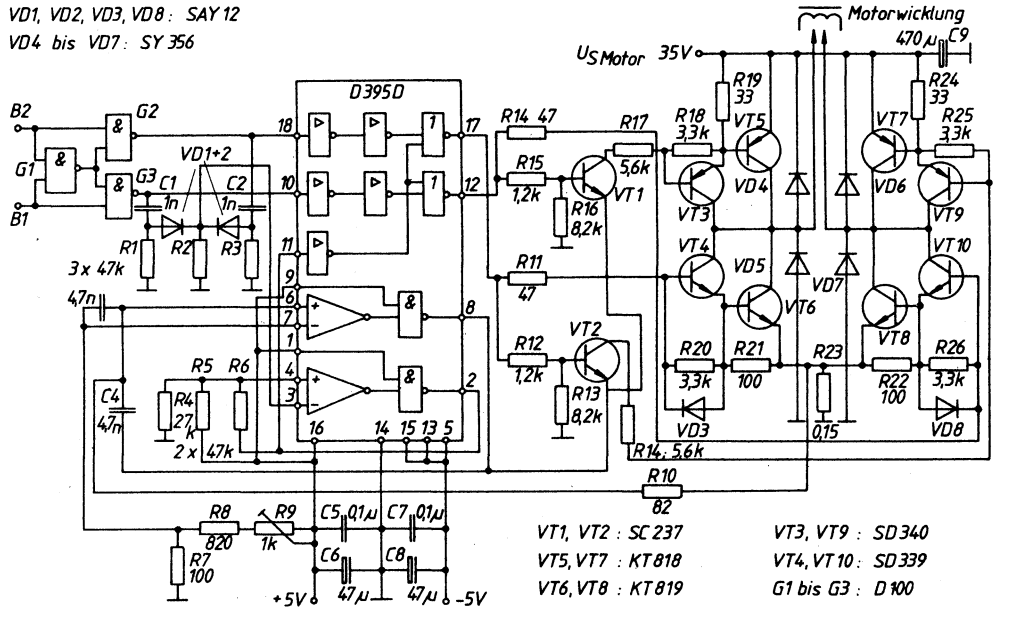


Bild 4.10 Endstufenkonfiguration für Brückenbetrieb mit *D 395 D*

Der Komparator (K1) übernimmt, versehen mit der Außenbeschaltung aus den Dioden VD 1 und VD 2 sowie den Differenziergliedern für die Eingangssignale an E1 bzw. E2, das kurzzeitige Abschalten aller Treiberausgänge des *D 395 D* im Falle einer «low-high»-Flanke an einem der Eingänge. Dieses kurzzeitige Abschalten der Treiberausgänge bewirkt ein schnelles Ausräumen der Basen aller bisher leitenden Leistungstransistoren und verhindert somit einen Durchbruch der Brückenendstufe. Die Zeit des Abschaltens wird dabei im wesentlichen vom Differenzierglied im Zusammenhang mit der Komparatorhysterese bestimmt.

Die Transistoren VT1 und VT2 übernehmen die Verknüpfung des Choppersignals mit dem dazugehörigen Ansteuersignal für die Brückentransistoren. Die Schalttransistoren für die Brückenendstufe sind als *Darlington*-Stufen ausgeführt. Die Motorwicklung des zu treibenden Schrittmotors liegt im Querzweig der Brücke. Die Betriebsspannung für den Motor und damit die Versorgungsspannung der Leistungsendstufe werden relativ hoch gewählt, um ein gutes Drehmomentenverhalten des Motors auch bei höheren Ansteuerfrequenzen zu sichern.

Ein «low»-Signal an B 1 (im Bild 4.10) bewirkt ein «low» am Eingang E 1 (Anschluß *18*) des *D 395 D*. Dadurch wird der Ausgang A 3 in den «high»-Zustand versetzt. Die Aktivierung von VT4 und VT6 erfolgt über *R* 11. Über *R* 12 wird die Basis von VT2 so weit angehoben, daß VT2 in Abhängigkeit vom Choppersignal an Ausgang A 4 (Anschluß *8*) leitend wird und seinerseits über *R* 14 die Transistoren VT7, VT9 aktiviert. Damit ist der Strompfad für den Erregerstrom geschaltet (Versorgungsspannung; VT7; Wicklung; VT6; *R* 23; Masse), und der Spulenstrom steigt nach Gleichung (16) an.

R 23 wirkt als Stromfühlerwiderstand für die Konstantstromregelung nach dem Chopperprinzip. Das Stromfühlersignal wird dem Komparator (K2) über *R* 10 zugeführt. Mit dem Spannungsteiler *R* 7, *R* 8, *R* 9 wird der Referenzpegel für die Stromregelung eingestellt. Erreicht das Stromfühlersignal am Anschluß *6* den eingestellten Sollpegel (Anschluß *7*), schaltet der Komparator den Ausgang A 4 (Anschluß *8*) auf «high»-Potential und hebt damit

das Emitterpotential an VT2 so weit an, daß VT2 sperrt und somit VT7 und VT9 stromlos werden. Die Diode VD7 übernimmt anschließend den Spulenstrom, der auf dem Strompfad (Masse; VD7; Motorwicklung; VT6; *R*23; Masse) absinkt. Nach Unterschreiten des Referenzpegels für die Stromregelung durch das Stromfühlersignal wird mit dem «low»-Pegel an A4 der Transistor VT2 wieder aktiviert und der aktive Strompfad geöffnet.
Beim Abschalten des Spulensatzes durch das Eingangssignal oder über die Schutzschaltung werden alle Leistungstransistoren gesperrt und die in den Spulen noch enthaltene magnetische Energie über die Freilaufdioden abgebaut (d.h. Stromfluß: Masse; VD7; Motorwicklung; VD4; Versorgungsspannung).
Nach Umschalten des Eingangssignals an B1 und B2 werden nach einem kurzzeitigen Blockieren der gesamten Brücke durch die Schutzschaltung über den Sperreingang des *D 395 D* die anderen Zweige der Brückenendstufe (d.h. VT3; VT5 und VT8; VT10) aktiviert. Anschließend durchfließt der Strom die Motorwicklung in entgegengesetzter Richtung. Dieser Ablauf ist dem eben beschriebenen Fall äquivalent.

Nebenanwendungen

Als Nebenanwendungen bieten sich ähnliche Schaltungsvorschläge wie für den *D 394 D* an. Es soll an dieser Stelle deshalb nur eine Nebenanwendung, ein Pegelprüfer für TTL-Pegel, erwähnt werden.
Diese Schaltung basiert auf der Grundschaltung des Fensterdiskriminators und nutzt die jeweils von Masse verschiedenen Ausgangszustände der Treiberendstufen des *D 395 D* aus.
Bild 4.11 zeigt eine solche Schaltung.
Die Referenzpegel 0,8V für «low» bzw. 2,4V für «high» werden aus einer genügend gut stabilisierten Betriebsspannung direkt durch Spannungsteiler erzeugt. Diese Pegel genügen meist den Anforderungen. Der Eingang wird auf beide Komparatoren (Anschluß *4* bzw. *6*) gelegt und auf diese Weise mit der Obergrenze des «low»-Pegels (Komparator 2) bzw. mit der Untergrenze des «high»-Pegels (Komparator 1) verglichen.
Die logische Verknüpfung beider Komparatorergebnisse wird

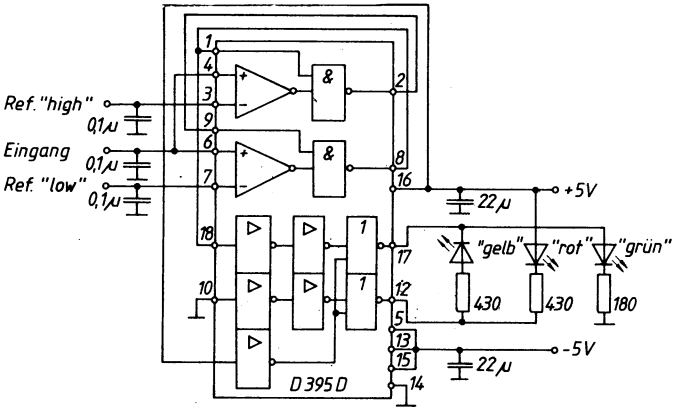


Bild 4.11 Pegelprüfstift mit *D 395 D*

mit dem internen NAND-Gatter des Komparators 1 realisiert. Das «low»-Signal des «Fensterbereichs» verwendet man zur Sperrung der Treiberausgänge über Sp, d. h., beide Treiberausgänge liegen (bei Eingangssignal «im verbotenen Bereich») auf negativem Potential; es leuchtet die LED «rot».
Befindet sich das Eingangssignal im «low»-Bereich, liegt an E1 (Anschluß *18*) ein «low»-Signal, wodurch A3 (Anschluß *17*) auf «high»-Potential gelangt und die LED «grün» leuchtet. Für «high»-Signal am Eingang liegt E1 auf «high». Der Sperreingang liegt ebenfalls auf «high», wodurch das feste «low»-Signal an E2 zur Wirkung kommen kann. A2 und A3 weisen damit unterschiedliches Potential auf, so daß die LED «gelb» leuchtet.

4.4. Der integrierte Servoverstärker *B 654 D*

Der Schaltkreis *B 654 D* wird in seinem Hauptanwendungsfall als eine digital-proportionale Abtastregelschaltung mit integrierter Brückenendstufe zur Ansteuerung von Gleichstrom-Kleinstmotoren verwendet.

Die Führungsgröße ist ein positiver Impuls mit einer festen Folgefrequenz, dessen Impulsbreite der Steuerinformation proportional ist. Ein über ein Getriebe vom Motor betätigtes Potentiometer steuert einen monostabilen Multivibrator derart, daß die von ihm gebildete Referenzimpulsbreite auf die Ansteuerimpulsbreite abgeglichen wird. Das bewirkt eine auf die Führungsgröße bezogene proportionale Drehwinkel- oder Stellwegfolgeregelung.

4.4.1. Aufbau und Eigenschaften

Bild 4.12 zeigt den Übersichtsschaltplan des *B 654 D* und die erforderliche Außenbeschaltung als impulsgetasteter Folgeregelkreis. Der Schaltkreis enthält folgende Funktionsgruppen:
- Impedanzwandler H,
- Impulsbreitenvergleichsschaltung (Inverter A, B, F sowie NOR-Gatter C und D),
- Monostabiler Multivibrator (Inverter E, NOR-Gatter G),
- Impulsdehnschaltungen (Inverter I, Schmitt-Trigger 1 bzw. Inverter K und Schmitt-Trigger 2),
- Treiberverstärker mit gegenseitiger Verriegelung,
- Brückenschaltung mit integrierten Leistungstransistoren.

Eingangsschaltung
Als Führungsgröße liegt am Eingang (Anschluß *3*) eine positive Impulsfolge mit einer variablen Impulsbreite von 1,6 ± 0,6ms und einer Periodendauer von 15 bis 20ms. Die Impulsbreite ist der Führungsgröße eines senderseitigen Gebers proportional zugeordnet. Das *RC*-Glied (*C*1 und *R*5) bewirkt eine Potentialtrennung zum Servoverstärker hin. Ein Gleichspannungsoffset ≥0,6V an Anschluß *3* ruft einen Dauerstrom durch den Servomotor hervor.
Bei Einsatz von CMOS-Schaltkreisen zur Ansteuerung des *B 654 D* wird das Vorschalten des Emitterfolgers H zum Senken des Eingangsstroms erforderlich. Schaltungsbedingt steigt dadurch der notwendige minimale «high»-Eingangspegel auf ≥2,5V an. Das *RC*-Glied am Eingang muß so dimensioniert

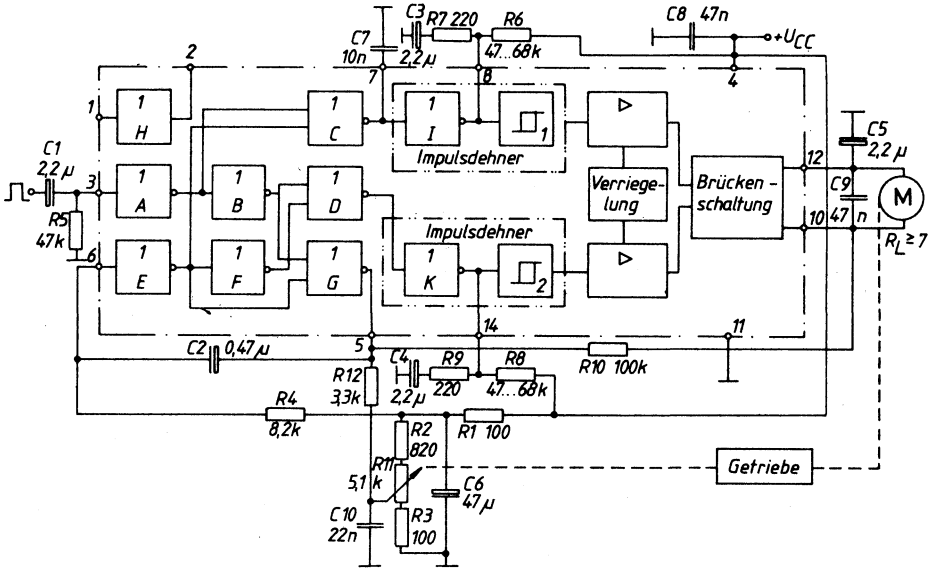


Bild 4.12 Übersichtsschaltplan *B 654 D* mit Außenbeschaltung

sein, daß auch bei maximaler Impulsbreite und niedriger Betriebsspannung der notwendige «high»-Pegel nicht unterschritten wird.

Monostabiler Multivibrator

Der monostabile Multivibrator wird durch den Inverter E, das NOR-Gatter G und die externen Bauelemente $C2$, $R2$, $R3$, $R4$ und $R11$ gebildet. Mit $R1$ und $C6$ wird die Versorgungsspannung gesiebt. Die Auslösung des monostabilen Multivibrators erfolgt mit der Vorderflanke des Eingangsimpulses am Gatter G. Dadurch wird der Inverter E so lange gesperrt, bis $C2$ über $R4$ wieder auf die Basis-Emitter-Spannung entladen ist.

Die Referenzimpulsbreite hängt geringfügig sowohl von der Betriebsspannung als auch von der Temperatur ab. Auch der Stellweg des Servoantriebs ist nicht streng proportional der Führungsimpulsbreite.

Der aus der exponentiellen Aufladung von $C2$ entstehende Fehler hat aber gegenüber den Linearitätsabweichungen eines einfachen Stellpotentiometers keine Bedeutung.

Das Gatter G bleibt so lange leitend, wie ein Eingangsimpuls vorhanden ist. Deshalb sind im Gatter schaltungstechnische Maßnahmen getroffen worden, die für den Zustand $t_E > t_R$ ein schnelles Abschalten des Referenzimpulses durch Rückkopplung zwischen Anschluß *5* und Anschluß *6* über $C2$ gewährleisten. Aufgrund des für Anschluß *6* erforderlichen Eingangsstroms beträgt der obere Grenzwert für den zeitbestimmenden Widerstand $R4$ 60 kΩ.

Der erreichbare Drehwinkel des Potentiometers $R11$ bei vorgegebener Impulsbreitenvariation von 1,6 ± 0,6 ms hängt von der Dimensionierung der Vorwiderstände $R2$ und $R3$ sowie der Zeitkonstanten $\tau = R4 \cdot C2$ ab.

Dabei sollte angestrebt werden, daß der Schleifer von $R11$ bei 1,6 ms Eingangsimpulsbreite etwa die Mittellage einhält, weil in diesem Fall die beste Linearität zu erwarten ist.

Der Referenzimpuls wird am Inverterausgang E zur Ansteuerung der Impulsbreitenvergleichsschaltungen abgenommen.

Impulsbreitenvergleichsschaltung

Dieser Schaltungsteil setzt sich im Übersichtsschaltbild aus den Invertern A, B, F und den NOR-Gattern C und D zusammen. Aufgabe dieser Anordnung ist es, die Impulsdifferenz t_d zwischen dem Eingangs- und Referenzimpuls an zwei getrennten Ausgängen zur Verfügung zu stellen, d. h. für $t_E > t_R$ am Gatterausgang C bzw. für $t_E < t_R$ am Gatterausgang D. Aus diesen Informationen wird von den nachfolgenden Schaltungsteilen die Drehrichtung und die Stellgeschwindigkeit abgeleitet.

Die minimale Totzeit, d. h. die kleinste auswertbare Impulsdifferenz zwischen dem Eingangs- und Referenzimpuls, beträgt etwa $2\,\mu s$.

Am Anschluß 7 besteht die Möglichkeit, diese Totzeit aus Stabilitätsgründen durch eine kapazitive Beschaltung zu vergrößern. Dies ist bei einigen Anwendungsfällen sinnvoll, da z. B. bei der hochfrequenten Übertragung des Führungsimpulses ein unvermeidbares Impulsjittern den Stellmotor im Abgleich $t_R = t_E$ nicht zur Ruhe kommen lassen würde.

Weiterhin sollte man beachten, daß das Getriebe zwischen Stellmotor und dem Referenzpotentiometer nicht spielfrei ist, wodurch die untere Grenze der Auflösung des Regelkreises bestimmt wird.

Die erreichbare Totzeit läßt sich näherungsweise durch die zugeschnittene Größengleichung

$$t_{tot} / \mu s = 3 \cdot C7 / nF \qquad (22)$$

angeben.

Im Interesse einer minimalen Außenbeschaltung wird die Totzeit nur in dem für $t_E > t_R$ wirksamen Schaltungszweig gebildet und damit eine geringfügige Verschiebung des Abgleichpunkts zugelassen.

Impulsdehnschaltung

Die Impulsdehnschaltung hat die Aufgabe, die als Regelabweichung zwischen Eingangs- und Referenzimpulsbreite auftretende Impulsdifferenz t_d so zu verlängern, daß bei einer vorgegebenen Abtastfolgefrequenz über die Vorverstärker und die Brücken-

schaltung ein vom Ausgangsimpuls der Dehnschaltung t_D abhängiger mittlerer Motorstrom zur Steuerung des Motors erzeugt wird. Die Impulsdehnung erfolgt mit dem Inverter I, dem *Schmitt*-Trigger 1 und der am Anschluß *8* befindlichen Außenbeschaltung ($C3$, $R6$, $R7$) bzw. mit dem Inverter K, dem *Schmitt*-Trigger 2 und der am Anschluß *14* befindlichen Außenbeschaltung ($C4$, $R8$, $R9$) für den anderen Zweig.

Die Dehnung des Impulses erreicht man durch die unterschiedliche Entlade- bzw. Aufladezeitkonstante der jeweiligen Außenbeschaltung in Verbindung mit dem nachfolgenden *Schmitt*-Trigger. So wird mit Beginn des Differenzimpulses das Gatter I leitend und die Entladung von $C3$ mit der Zeitkonstanten $\tau_e = C3 \cdot R7$ beginnt. Dabei wird der untere Schwellspannungswert des *Schmitt*-Triggers unterschritten, und es erscheint ein Ausgangsimpuls. Mit dem Ende des Differenzimpulses sperrt Gatter I wieder, so daß die Aufladung von $C3$ einsetzt. Hierbei ist die Zeitkonstante mit $\tau_a = C3 \cdot R6$ wesentlich größer. Mit dem Erreichen der oberen Schaltschwelle des *Schmitt*-Triggers wird der Ausgangsimpuls beendet. Die Ausgangsimpulslänge folgt der Impulsdifferenz in gewissen Grenzen, ist jedoch wesentlich größer.

Nach dem Umschalten des *Schmitt*-Triggers schließt sich eine Umladung des Kondensators $C3$ (bzw. $C4$) auf einen stationären Wert U_{Co} an, bevor der nächste Abtastzyklus beginnt.

Die Dimensionierung der Außenbeschaltung am Anschluß *8* bzw. *14* bestimmt das Stellverhalten des Folgeregelkreises ganz wesentlich. In Abhängigkeit von $R6$ (bzw. $R8$) läßt sich für t_d nahe Null eine Ausgangsimpulsbreite erzeugen, die bereits mit $t_D > 0$ beginnt. Ein derartiger Fakt wirkt sich vorteilhaft auf das Verhalten des Regelkreises aus, da dadurch die Möglichkeit besteht, den durch die Haftreibung des Stellmotors und Getriebes bedingten Anlaufstrom schon für sehr kleine Regelabweichungen zu erreichen und damit die Stelleigenschaften der Servoanordnung zu verbessern.

In der praktischen Schaltung liegt der Wert für $R6$ ($R8$), bei dem t_D bei Null beginnt, zwischen 33 und 39 kΩ. Wird $R6$ ($R8$) kleiner als dieser Wert gewählt, erscheint am Ausgang bis zu einer

bestimmten Impulsbreite nur der Eingangsimpuls, was zunächst ein schlechteres Stellverhalten bewirkt.
*R*6 (bzw. *R*8) sollte für den erforderlichen Anlaufstrom des Stellmotors festgelegt werden. Die Variation der Empfindlichkeit ist dann mit *R*7 (bzw. *R*9) günstiger vorzunehmen.

Treiberverstärker und Brückenausgangsschaltung
Die Treiberverstärker für die nachfolgenden Endstufen in Brükkenschaltung sind so konzipiert, daß der Betriebsruhestrom durch die Verwendung von npn-pnp-Transistorkombinationen gering bleibt. Über interne Widerstände wird eine gegenseitige Verriegelung der Vorverstärker vorgenommen, so daß es ausgeschlossen ist, daß zwei benachbarte Brückenzweige gleichzeitig leitend werden, was zur Zerstörung der Endstufen führen würde.
Die Endstufen des *B 654 D* sind im Interesse einer gleichmäßigen Belastung der Betriebsspannungsquellen, die in vielen Fällen durch Batterien oder Akkumulatoren realisiert werden, als Brückenschaltung ausgeführt. Die beiden oberen an der Betriebsspannung liegenden Brückenzweige werden durch pnp-npn-*Darlington*-Stufen, die beiden unteren an Masse liegenden Brückenzweige durch einfache pnp-Transistoren gebildet.
Den Anschluß *12* des Ausgangs der Brückenschaltung legt man über einen internen Spannungsteiler auf halbe Betriebsspannung im stromlosen Zustand fest. Damit ist eine Rückführung der EMK des Stellmotors über den Widerstand *R*1 zum monostabilen Multivibrator zur Verbesserung der Stabilität des Regelkreises möglich.

4.4.2. Technische Daten des *B 654 D*

In den Tabellen 4.8. und 4.9. ist eine Auswahl wichtiger Grenzwerte und Kenndaten des *B 654 D* aufgeführt. Die Anschlußbelegung für das 14polige DIL-Plastgehäuse ist aus dem Übersichtsschaltplan Bild 4.12. ersichtlich.

Tabelle 4.8. Grenzwerte *B 654 D*

Kennwert		min.	max.	Einheit
Betriebsspannung	U_S	–	7	V
Eingangsspannung	U_{I3}	-5	U_S	V
Eingangssperrspannung	$-U_6$	0	5	V
Ausgangsstrom des monostabilen Multivibrators	I_{OL5}	–	5	mA
Ausgangsstrom (Anschlüsse *8* u. *14*)	I_0	–	20	mA
Ausgangsdauerstrom	$I_{0\ 10/12}$	-400	400	mA
Gesamtverlustleistung bei $\vartheta_a = 55°C$	P_{tot}	–	860	mW
Betriebstemperaturbereich	ϑ_a	-15	55	°C

Tabelle 4.9. Kenndaten *B 654 D*

Kennwert		typ.	Einheit
Betriebsruhestrom		6,5	mA
Betriebsstrom (ohne Motor)		34	mA
Eingangsstrom ($U_{IH} = 1{,}5\,V$)	I_{H3}	125	μA
Eingangsstrom ($U_{IH} = 2{,}5\,V$)	I_{H1}	10	μA

4.4.3. Allgemeine Applikationshinweise

- Der *Ohmsche* Widerstand der Ankerwicklung des zu treibenden Stellmotors darf einen Wert von 6Ω nicht unterschreiten.
- Mit Hilfe der Dimensionierung der Widerstände $R7$ und $R9$ (Bild 4.12) ist ein Optimieren der Stelleigenschaften möglich.
- Bei der Verwendung von Glockenankermotoren beachte man, daß deren geringe Anlaufspannung durch Verkleinern der Widerstände $R6$ und $R8$ (zur Gewährleistung der Abgleichstabilität) berücksichtigt wird.
- Die Dämpfung der Stellbewegung durch Berücksichtigen der Motor-EMK kann mit $R10$ optimiert werden, der minimale Wert sollte jedoch 39kΩ nicht unterschreiten.
- Es wird empfohlen, die Auflösung und den Totbereich im Abgleichpunkt im Interesse der Abgleichruhe aufeinander abgestimmt zu optimieren.

- Bei der Wahl der Stromversorgung für die Servoeinrichtung ist auf den Anlaufstrom des Stellmotors und die dadurch verursachten Betriebsspannungsschwankungen, die Einfluß auf das Regelverhalten haben, zu achten.
- Masse- und Betriebsspannungszuführungen sind impedanzarm auszuführen. Ein Abblocken der Betriebsspannung am Schaltkreis wird empfohlen.
- Zur Unterdrückung von Störspitzen am Servopotentiometer ist der Schleifer ($R11$ in Bild 4.12) mit etwa 22 nF gegen Masse abzublocken.
- Die Funkentstörung der Servomotoren ist zu gewährleisten.
- Das Eingangssignal an Anschluß 3 darf keinen Gleichspannungsoffset $\geq 0{,}6$ V haben. Eine ständige positive Spannung an Anschluß 3 verursacht einen Dauerstrom am Treiberausgang.
- Die Erhöhung der Treiberleistung durch externe Brückenschaltung ist möglich.
- Eine Stabilisierung der Betriebsspannung für die externe Beschaltung des monostabilen Multivibrators (speziell für $R11$) auf 3 bis 3,5 V verringert die Störungen durch größere Betriebsspannungsschwankungen an der Servoanlage erheblich.

4.4.4. Schaltbeispiele mit *B 654 D*

Rudermaschine

Bild 4.13 zeigt die Schaltung des Servoverstärkers für die Rudermaschine *Servomatik 15 S*. Der dort enthaltene 2-V-Motor wurde dahingehend verändert, daß sein Wicklungswiderstand etwa 7 Ω erreicht. Der Einsatz eines 5-kΩ-Potentiometers an Stelle des in dieser Rudermaschine verwendeten 1-kΩ-Potentiometers ($R11$) wäre vorteilhafter.

Durch einen Serienwiderstand von 1,5 bis 3,3 kΩ am Schleifer des 1-kΩ-Potentiometers wird der zu geringe Widerstand für den Anschluß *5* erhöht und somit eine Überlastung des Gatterausgangs G vermieden. Die von der Stellung des Potentiometerschleifers abhängige unterschiedliche Dämpfung über $R10$ wird ebenfalls verringert.

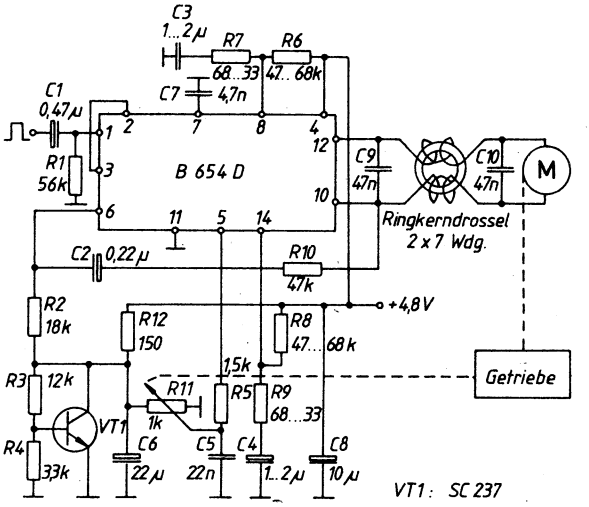


Bild 4.13 Rudermaschine *Servomatik 15 S* mit *B 654 D*

In dieser Schaltungsmodifikation ist sogar der Einsatz von Drahtwendelpotentiometern möglich, wie sie z. B. für Segelwinden in Modell-Segelbooten verwendet werden. Damit lassen sich Stellwinkel bis 3300° erreichen. In diesem Fall müßte man jedoch den Wert für *C5* am Schleifer des Potentiometers auf 2,2 µF erhöhen.
Aufgrund der im Abschnitt 4.4.1. erläuterten Wirkung der unterschiedlich dimensionierten *RC*-Beschaltung an den Anschlüssen *8* bzw. *14* des *B 654 D* muß der individuelle Abgleich der Schaltung an diesen Stellen den jeweiligen Ansprüchen des Betreibers und der konkret verwendeten Mechanik der Rudermaschine entsprechend vorgenommen werden.
Die prinzipielle Funktionsfähigkeit der Schaltung ist dabei jedoch im gesamten angegebenen Dimensionierungsbereich gewährleistet.
Beim Einsatz des *B 654 D* in Funkfernsteueranlagen ist der Entstörung des Stellmotors besondere Bedeutung zu schenken, da

sich in unmittelbarer Nähe des Motors ein Kurzwellenempfänger befindet. HF-Kondensatoren bis 0,1 μF und Entstördrosseln größer 10 μH sind unbedingt vorzusehen. Der Einsatz eines 6- bis 10-mm-Ferrit-Ringkerns als Spulenträger für die Entstördrosseln erwies sich als sehr wirksam. Aufgrund des hohen A_L-Werts sind etwa 10 Windungen bifilar gewickelt für die Motorentstörung bereits ausreichend.

Servo-Steller höherer Leistung

Mit dem *B 654 D* besteht auch die Möglichkeit des Aufbaus leistungsstärkerer Servomotorsteuerungen. Dazu ist es notwendig, dem Ausgang des Schaltkreises eine externe Brückenschaltung nachzusetzen. Eine solche Schaltung, die die erforderliche, höhere Ausgangsleistung aufbringt, zeigt Bild 4.14.

Im allgemeinen wird für diese Brückenschaltung eine höhere Betriebsspannung (z. B. 12 V oder 24 V) verwendet. Um eine Gegensteuerung für den monostabilen Multivibrator aus der Motorgegenspannung zu erreichen, ist der eine Brückenausgang

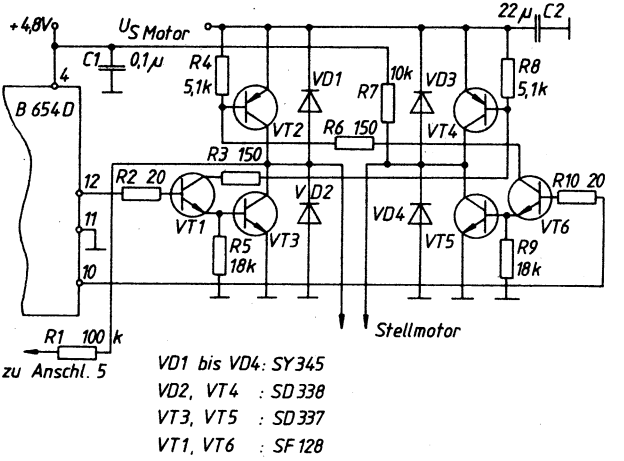


Bild 4.14 Externe Leistungsendstufe für *B 654 D*

über einen Vorwiderstand auf die Schaltkreisbetriebsspannung gelegt. Im stromlosen Zustand der Brücke wird dieser Punkt auf dem Potential der Schaltkreisbetriebsspannung gehalten.

Schaltverstärker

Soll die am Ausgang des Dekoders einer Fernsteueranlage zur Verfügung stehende Information zum Schalten einer oder zweier Funktionen benutzt werden, so kann der *B 654 D* seine Funktion auch als Schaltverstärker erfüllen. Bild 4.15 verdeutlicht einen modifizierbaren Zweikanalschalter.

Der monostabile Multivibrator ist mit $R4$ fest auf die Impulsbreite der senderseitigen «Ruhestellung» eingestellt. Die Impulsdehnschaltung wurde für maximale Empfindlichkeit und hohen Anfangsstrom dimensioniert. Die Totzeit vergrößert man mit $C7$ derart, daß die Relais erst nach etwa $\pm 0{,}1$ ms Änderung der Eingangsimpulsbreite anziehen. Durch die Rückführungen von Anschluß *12* über den Widerstand und die Diode auf Anschluß *5* sowie von Anschluß *10* über Diode und Widerstände auf Anschluß *6* wird der monostabile Multivibrator so gesteuert, daß sich die die Impulsdehner ansteuernde Impulsdifferenz zwischen Eingangs- und Referenzimpulsbreite vergrößert. Dies sichert ein gutes Anziehen bzw. Abfallen der Relais, wobei die Rückführung eine Hysterese zwischen Ein- und Ausschaltpunkt bewirkt, welche mit Hilfe von Einstellreglern der Dioden-Widerstands-Rückführungen eingestellt werden kann.

Weitere Anwendungen

Durch Variation der Signalverarbeitung lassen sich viele weitere Anwendungen finden, die jedoch auf keinem grundsätzlich anderen Gedanken basieren.

Zum Schluß soll noch kurz auf eine Schaltung eingegangen werden, die unter anderem bei Antrieben von Auto- oder Schiffsmodellen Verwendung findet. Wie Bild 4.15b zeigt, kann der *B 654 D* auch zur proportionalen Drehzahlsteuerung eingesetzt werden. Dafür wird der monostabile Multivibrator fest eingestellt, ähnlich dem Schaltverstärker. Eine Abweichung des Eingangssignals von der eingestellten «Ruhelage» bewirkt einen

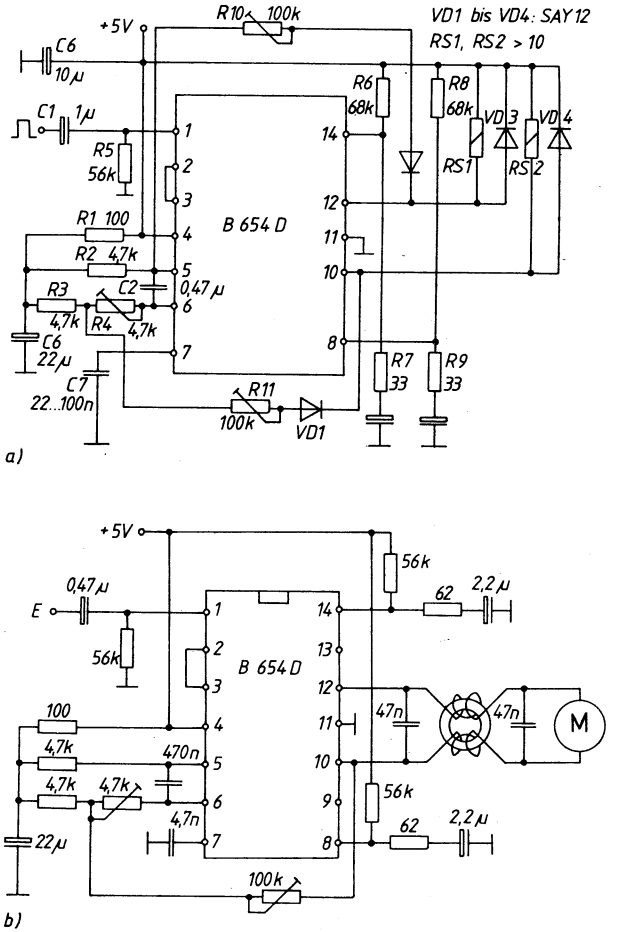


Bild 4.15 Anwendungen des *B 654 D*
a – Schaltverstärker mit *B 654 D*
b – Schaltung zur proportionalen Drehzahlsteuerung mit *B 654 D*

Stromfluß durch den Motor, der von deren Qualität (ob größer oder kleiner als die «Ruhelage») und deren Quantität (Betrag der Abweichung) abhängt. Somit ist ein gesteuerter Vor- oder Rückwärtsfahrvorgang möglich.

4.5. *B 391 D* – Schaltkreis zur Ansteuerung elektronisch kommutierter Gleichstrom-Kleinstmotoren

Der *B 391 D* ist eine monolitisch integrierte Schaltung zur direkten Ansteuerung von elektronisch kommutierten Gleichstrom-Kleinstmotoren, wie sie z. B. in Kassettenlaufwerken zum Einsatz kommen. Der Elektronikmotor unterscheidet sich erheblich im Funktionsprinzip und den Gebrauchswerteigenschaften von den bisher gebräuchlichen Motoren.
Das grundsätzlich Neue an dieser Art Motoransteuerung liegt darin, daß keine zusätzlichen Lagegeber für den Rotor notwendig sind und sich deshalb keine zusätzlichen Fertigungs- oder Anwendungskosten ergeben.
Einige Vorteile der neuen, vom VEB *Elektromotorenwerk Hartha* angebotenen Motorenreihe sind unter anderem:
- sichere und unkomplizierte Fertigungstechnologie;
- geräuscharmer Lauf, geringer mechanischer Verschleiß und somit hohe Lebensdauer;
- geringste Gleichlaufschwankungen bei höchster Drehzahlkonstanz;
- integrierte Schutzfunktionen, keine externe Steuerelektronik;
- hoher Komfort im Service.

4.5.1. Aufbau und Eigenschaften des *B 391 D*

Im Bild 4.16 ist das Übersichtsschaltbild des *B 391 D* dargestellt. Bei der Betrachtung des Funktionsprinzips ist darauf zu achten, daß die Baugruppen des Kommutator-IS *B 391 D* in enger Wechselwirkung mit dem zur Funktionseinheit gehörenden Motor stehen. Es handelt sich bei diesem Motor um einen spitzengelager-

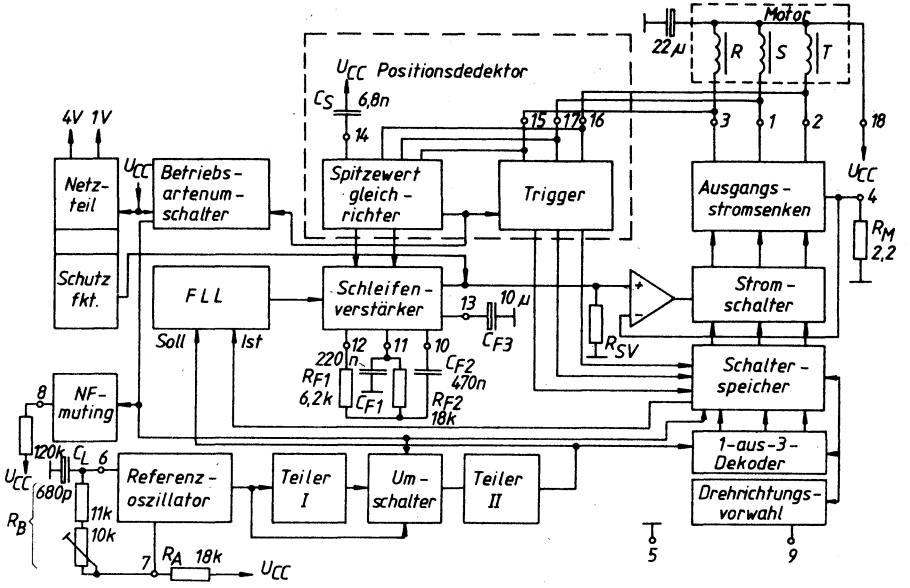


Bild 4.16 Übersichtsschaltplan des *B 391 D* mit Außenbeschaltung

ten Glockenläufermotor, dessen Ständerspulen (in Sternschaltung, Sternpunkt auf der positiven Betriebsspannung) innen um das Rotorlager angeordnet sind. Der Glockenläufer besteht aus einem segmentweise unterschiedlich magnetisiertem Permanentmagnetring. Die Spulenanschlüsse (R, S, T) sind fest mit den Anschlüssen des *B 391 D* verbunden.

4.5.1.1. Netzteil

Im Netzteil erfolgt die Bereitstellung der internen Betriebsspannung von 4 V und einer Referenzspannung von 1 V für die Steuerstromerzeugung. Für diese Spannungsstabilisierung wird eine temperaturkompensierte band-gap-Referenz benutzt.
Im Netzteil befindet sich ebenfalls die Unterspannungsabschaltung, die beim Absinken der Betriebsspannung unter die zulässige Grenze (etwa 5,3 V) den Motor abschaltet, und ein Übertemperaturschutz.

4.5.1.2. Referenzoszillator und Teilerkette

Mit Hilfe des nach dem Prinzip des Relaxationsgenerators arbeitenden Referenzoszillators wird eine Referenzfrequenz erzeugt, die als Basis für einen Phasenvergleich bei der PLL-Regelung notwendig ist. So wird z. B. für eine Drehzahl von $1500\,\mathrm{min}^{-1}$ eine Frequenz von 32,77 kHz oder für eine Drehzahl von $2000\,\mathrm{min}^{-1}$ eine Frequenz von 51,2 kHz erzeugt.
Als einfachste Außenbeschaltung könnte man eine *RC*-Kombination einsetzen, wobei aber auch eine Quarzbeschaltung oder externe Fremdsteuerung möglich wäre.
Die Referenzfrequenz des Oszillators (z. B. 32,768 kHz = 2^{15} Hz) wird von einer I^2L-Teilerkette auf wahlweise 16 Hz (2^4Hz) für den Anlauf bzw. 256 Hz (2^8 Hz) für den Phasenvergleich bei gerastetem Lauf des Motors heruntergeteilt. Das jeweils notwendige Teilerverhältnis wird vom Betriebsartenumschalter durch Aktivieren oder Überbrücken eines Abschnitts der Teilerkette eingestellt.

4.5.1.3. Schaltspeicher und 1-aus-3-Dekoder

Während des Zwangsanlaufs wird aus der Referenzfrequenz ein 16-Hz-Takt abgeleitet und vom 1-aus-3-Dekoder in Abhängigkeit von der mit Hilfe der Drehrichtungsvorwahl vorgegebenen Reihenfolge dem Schaltspeicher reihenfolgerichtig zur Verarbeitung als R-, S- oder T-Ankommutierungssignal angeboten.
Der Schaltspeicher enthält die Informationen für die Schaltzustände der einzelnen Phasen des Motors und steuert die Stromschalter. Seine Aufgabe ist es, die zuletzt abkommutierte Phase zu verriegeln (d. h., eine zufällige, störungsbedingte Aktivierung zu verhindern), die 2. Phase auf das Aktivieren durch das Trigger- bzw. Dekodersignal vorzubereiten sowie die z. Z. aktive Phase bis zum nächsten Trigger- bzw. Dekodersignal eingeschaltet zu lassen.

4.5.1.4. Steuerstromerzeugung, Stromschalter, Ausgangsstromsenken

Diese Baugruppe stellt den Steuerstrom für die Endstufen bereit und führt ihn entsprechend dem Inhalt des Schaltspeichers der jeweiligen Endstufe zu. Der vom Schleifenverstärkerausgangsstrom verursachte Spannungsabfall an R_{SV} wird mit dem vom momentanen Motorstrom verursachten Spannungsabfall an R_M verglichen und ergibt einen Steuerstrom, der vom Stromschalter der jeweiligen Endstufe zugeordnet wird. Mit Hilfe der in dem Netzteil bereitgestellten 1-V-Referenz wird ein zu starkes Übersteuern der Endstufen verhindert (der Spannungsabfall an $R_M = 2{,}5\,\Omega$ wird mit 1 V als obere Regelgrenze verglichen).
Die Ausgangsstromsenken bewirken die direkte Ansteuerung der Motorwicklungen. Sie haben zwei Aufgaben zu erfüllen: Erstens wird der Strom der Motorwicklung entsprechend dem vorgegebenen Steuerstrom aufgenommen. Zweitens erfolgt durch die Endstufen der Abbau der in der Spule im Abschaltmoment gespeicherten magnetischen Energie. Dadurch wird die auftretende Induktionsspannungsspitze bei der Abkommutierung verhindert.

4.5.1.5. Gleichrichter, Trigger, Betriebsartenumschalter

Der Gleichrichter hat die Aufgabe, die von den z. Z. unbelasteten Spulen des Motors gelieferte Tachospannung gleichzurichten, diese an der Betriebsspannung zu spiegeln und das so gewonnene Signal dem Schleifenverstärker und den Triggern zur weiteren Verarbeitung zuzuleiten.
Liefert der Motor keine Tachospannung, d. h., der Rotor steht still, so schaltet der Betriebsartenumschalter auf «Zwangsanlauf», d. h., die in Abschnitt 4.5.1.2. beschriebene Teilerkette wird auf «16 Hz» geschaltet und der Schaltspeicher aus dem 1-aus-3-Dekoder mit Schaltimpulsen versorgt.
Steigt die Tachospannung über einen bestimmten Wert, wird auf «Synchronlauf» geschaltet, d. h., die Signale für den Schaltspeicher werden von den Triggern in Abhängigkeit von der Rotorstellung geliefert, und die Teilerkette ist auf «256 Hz» geschaltet. Die Trigger vergleichen dabei die ihnen zugeordnete momentane Tachospannung mit dem 75-%-Wert der gleichgerichteten Tachospitzenspannung und geben ein Schaltsignal an den Schaltspeicher weiter.

4.5.1.6. PLL und analoge Regelung

Die PLL vergleicht die von den Triggern über den Schaltspeicher verarbeitete «Ist»-frequenz mit der aus der Teilerkette abgeleiteten «Soll»-frequenz. (Das Ergebnis dieses Vergleichs ist unter anderem als Pulsbreitenmodulation am Anschluß *8* erkennbar.)
Der Phasenvergleich zwischen diesen Frequenzen führt zur Bereitstellung eines Regelgrößenanteils für die Erzeugung des Steuerstroms der Endstufen. Mit Hilfe dieses Anteils erreicht man eine sehr gute Langzeit- und Absolutdrehzahlkonstanz. Für die Gewinnung des restlichen Anteils der Regelgröße für die Steuerstrombereitstellung wird die gleichgerichtete Tachospannung (als «Referenzseite», gefiltert durch einen Tiefpaß 2. Ordnung) mit der momentanen Spannung am Stromfühlerwiderstand (Anschluß *4*) verglichen und ausgewertet. Daraus resultiert eine gute Gleichlaufleistung.

4.5.1.7. Drehrichtungsvorwahl, Service-Ausgang

Mit der Drehrichtungsvorwahl (Anschluß *9*) kann extern die Drehrichtung vorgegeben werden. Liegt Anschluß *9* auf «low»-Potential, d. h. kleiner als 0,4 V, ist die Schaltfolge T-S-R an den Ausgängen programmiert. Ist Anschluß *9* offen, wird die entgegengesetzte Drehrichtung (d. h. R-S-T) programmiert.
Über den Service-Ausgang (Anschluß *8*) besteht während des Anlaufs bzw. des Umschaltens der Laufrichtung die Möglichkeit, mit dem erzeugten L-Potential eine NF-Abschaltung z. B. bei Kassettenrecordern zu realisieren.
Ebenso kann die Motordrehzahl im gerasteten Betriebsfall bestimmt werden.
Bild 4.17 zeigt eine einfache Schaltung, die Motornenndrehzahl während des Betriebs zu messen, ohne dabei weitere optische, magnetische oder mechanische Sensoren zu benötigen. Die Drehzahl ergibt sich nach der Formel

$$n = \frac{fs}{12} \cdot 60 = 5fs \,, \tag{23}$$

wobei n die Drehzahl je Minute und fs die am Service-Ausgang gemessene Frequenz in Hz der Impulsfolge, angibt. Da 12 Impulse je Motordrehung auftreten, ergibt sich die Drehzahl zu 5mal die Impulsfrequenz, wenn die Drehzahl in Umdrehung je Minute angegeben wird.

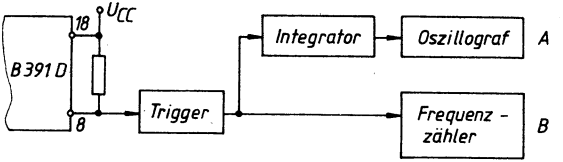


Bild 4.17 Nutzungsmöglichkeit des Service-Ausgangs für A) Drehzahlschwankungsauswertung, B) Drehzahlmessung

4.5.2. Technische Daten des *B 391 D* und typische Motordaten

In den Tabellen 4.10., 4.11. und 4.12. werden eine Auswahl technischer Daten und Grenzwerte für den *B 391 D* bzw. der Elektronikmotoren sowie die Anschlußbelegung für den *B 391 D* angegeben.

Tabelle 4.10. Anschlußbelegung *B 391 D*

Anschluß	Belegung
1	Stromsenkenausgang
2	Stromsenkenausgang
3	Stromsenkenausgang
4	Stromfühlerwiderstand
5	Masseanschluß
6	Sensoreingang des Referenzoszillators
7	Entladetransistor des Referenzoszillators
8	Service-Ausgang
9	Drehrichtungsvorwahl
10	Filterbeschaltung für die PLL
11	
12	
13	
14	Siebung für Spitzenwertgleichrichter
15	Triggereingang
16	Triggereingang
17	Triggereingang
18	Betriebsspannung

Tabelle 4.11. Grenz- und Kenndaten *B 391 D*

Kennwert		min.	typ.	max.	Einheit
Betriebsspannung	U_S	6	–	18	V
Eingangsstrom, Anschluß *9*	I_{IH9}	–	–	10	μA
maximaler Motorstrom (in *1, 2, 3*)	I_O	–	–	400	mA
Ausgangsstrom, Anschluß *7*	I_{OL}	–	–	20	mA
Betriebsstrom (gerastet)	I_S	–	13,5	20	mA
Oszillatorfrequenz	f_R	–	30...50	>400	kHz
Ausgangsspannung; Anschluß *8* (I_{OL} = 0,5 mA)	U_{OL8}	–	115	250	mV

Tabelle 4.12. Technische Daten eines Elektronikmotors (Beispiel)

Nennspannung	9 V
Nennstrom	≈ 120 mA
Nenndrehmoment	0,04 Ncm
Anzugsmoment	$\geq 0{,}35$ Ncm
Spezifischer Motorstrom k_I	≤ 625 mA/Ncm
Nenndrehzahl	2000 min^{-1}

4.5.3. Allgemeine Applikationshinweise

- Die Versorgungsspannung sollte in unmittelbarer Nähe des Schaltkreises mit einem Elektrolytkondensator $\geq 10\ \mu$F und einem Scheibenkondensator ≥ 33 nF abgeblockt werden.
- Die Betriebsspannungs- und die Massezuleitungen sollten impedanzarm ausgeführt werden.
- Kontaktiert man das Bauelement *B 391 D* mit Fassung, ist darauf zu achten, daß erst nach vollständiger Kontaktierung aller Anschlüsse die Betriebsspannung angelegt wird.
- Für die *RC*-Beschaltung des Referenzoszillators empfiehlt sich eine Kapazität von 680 pF. Es ist darauf zu achten, daß die in der Entladephase abfließenden Ströme (in Anschluß *7*) 20 mA nicht übersteigen.
- Wird der Service-Ausgang (Anschluß *8*) zur Auswertung des Synchronlaufs (z. B. für Drehzahlmessung) genutzt, legt man an Anschluß *8* eine externe Spannung von 5 bis 18 V über einen Vorwiderstand. Es wird ein Widerstand von etwa 100 kΩ empfohlen.
- Zur Vermeidung von HF-Störungen auf dem Motorstrom sind Parallelwiderstände zu den Motorspulen von etwa 2 kΩ vorzusehen.

4.5.4. Schaltbeispiele mit *B 391 D*

Einsatz im Elektronikmotor des VEB *ELMO Hartha*

Das Bild 4.18 verdeutlicht die Einsatzbeschaltung des *B 391 D*, wie sie vom VEB *ELMO Hartha* im «Gehäusemotor mit elektronischer Kommutierung» benutzt wird. Dieser Motor ist für den Einsatz in Heimkassettentonbandgeräten vorgesehen, wobei die Vorteile des wartungsfreien Laufs und der sehr guten Gleichlaufeigenschaften voll genutzt werden können.

Der Oszillator wurde mit einer *RC*-Beschaltung versehen. Für eine Drehzahl von $1500\,\text{min}^{-1}$ ist der Oszillator mit $R1 = 18\,\text{k}\Omega$, $R2 = 11\,\text{k}\Omega + 10\,\text{k}\Omega$ (Potentiometer) und $C = 680\,\text{pF}$ beschaltet bzw. bei $2000\,\text{min}^{-1}$ mit $R1 = 10\,\text{k}\Omega$, $R2 = 11\,\text{k}\Omega + 4{,}7\,\text{k}\Omega$ (Potentiometer) und $C = 680\,\text{pF}$.

Mit Hilfe der Potentiometer wird die genaue Referenzfrequenz eingestellt. Die Parallelwiderstände zu den Motorspulen verhindern HF-Störungen auf dem Motorstrom.

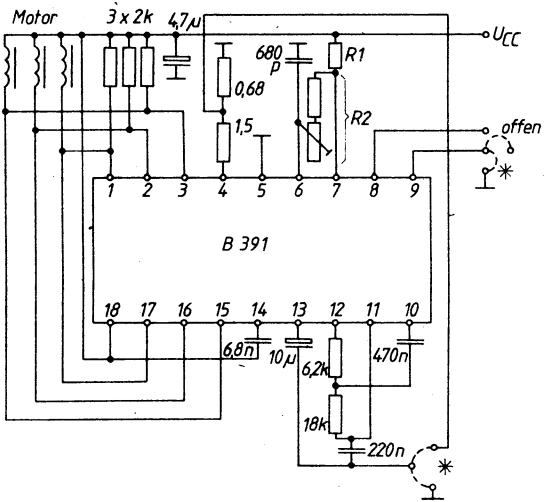


Bild 4.18 Einsatzschaltung des *B 391 D*

Oszillatorbeschaltung

Das Bild 4.18 zeigt eine einfache *RC*-Beschaltung des Referenzoszillators. Sind die Gleichlaufansprüche in bezug auf Langzeitkonstanz noch höher, dann kann eine Fremdsteuerung des Referenzoszillators durch einen externen Quarzgenerator gewählt werden. Die hierfür verwendbare Oszillatorbeschaltung ist in Bild 4.20 dargestellt. Man muß dabei beachten, daß die Eingangsfrequenz im Bereich von 25 bis 55 kHz liegt, da außerhalb dieses Bereichs eine andere Dimensionierung der PLL-Filter erforderlich wird.

Externe Endstufentransistoren

Das Bild 4.19 zeigt eine Beschaltung des *B 391 D* mit zusätzlichen, externen pnp-Leistungstransistoren. Diese Beschaltung gewährleistet eine Vergrößerung der Motorströme. Der Maximalstrom ergibt sich dann aus der Dimensionierung des an Anschluß *4* liegenden Fühlerwiderstands nach der Formel

$$I_{\mathrm{Max}} = \frac{1\,\mathrm{V}}{R_{\mathrm{M}}} \,. \tag{24}$$

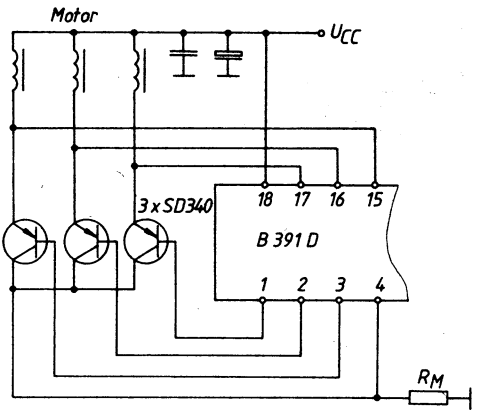


Bild 4.19 Externe Leistungsendstufe für *B 391 D*

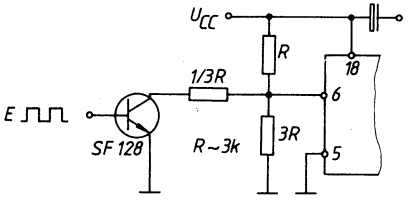


Bild 4.20
Fremdsteuerung des Referenzoszillators beim *B 391 D*

Nebenanwendungen

Eine völlig anders geartete Verwendung des *B 391 D* wird in Bild 4.21 vorgestellt.

Hier wird die Betriebsart «Anlauf» genutzt, um eine 3-Kanal-Lauflichtkette zu steuern. Die Vorwahl der Laufrichtung erfolgt mit dem Schalter S2, der den Anschluß *9* entweder auf Massepotential legt oder offen läßt. Mit dem Potentiometer P1 kann die Oszillatorfrequenz geändert werden, was ein langsameres oder schnelleres Umschalten der Lichterkette zur Folge hat.

Mit Hilfe des Schalters S1 läßt sich die Kette als «wanderndes Loch» oder «wandernder Punkt» gestalten.

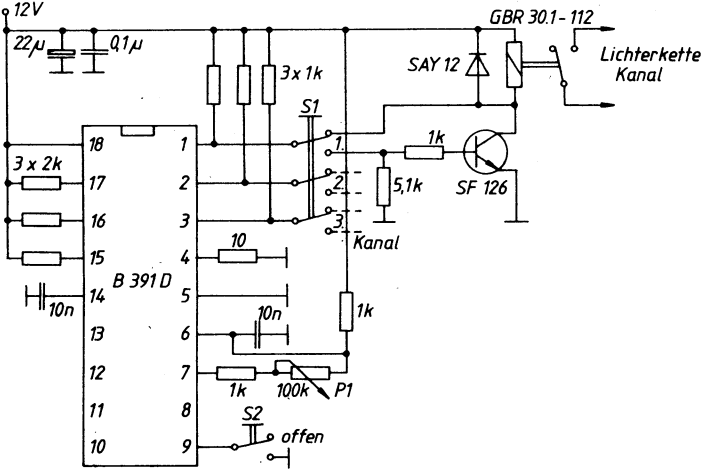


Bild 4.21 3-Kanal-Lauflichtkette mit *B 391 D*

Der 10-Ω-Widerstand am Anschluß *4* begrenzt den maximalen Ausgangsstrom des *B 391 D* auf 100 mA. Die Triggereingänge werden fest auf Betriebsspannung gelegt, wodurch die Betriebsart «Anlauf» erzwungen wird. Der Schleifenverstärker bleibt unbeschaltet, d. h., die Regelung wird außer Betrieb gesetzt. Die Ausgänge treiben entweder die Relais direkt (S 1 auf «laufender Punkt») oder steuern Transistorstufen an, die dann die Relais treiben (S 1 auf «laufendes Loch»).
Die Kanäle 1 bis 3 sind nach dem Schalter S 1 identisch aufgebaut. Mit Hilfe der Relais können die entsprechenden Lichtkettenteile geschaltet werden.

Abschließende Bemerkungen zum *B 391 D*

Aufgrund der für den *B 391 D* gewählten schaltungstechnischen Lösung können prinzipiell solche Motoren gesteuert werden, die mit drei Feldwicklungen oder -wicklungssätzen ausgestattet sind, die elektrisch um 120° versetzt angeordnet sind und deren elektrische Anschlüsse ständig fest kontaktiert bleiben. Der Rotor muß magnetisch ständig erregt sein, um in den beiden nichtaktiven Wicklungen (bzw. Wicklungssätzen) Spannungen zu induzieren. Diese werden zur Rotorstellungsdetektion genutzt.
Wenn die Drehzahlreglung des IS nicht benötigt wird, lassen sich aufgrund des Kommutierungsprinzips und des Wegfalls mechanisch schnellverschleißender Teile des Motors sehr schnell drehende Antriebe realisieren, wie sie z. B. für Kreiselantriebe benötigt werden (bis 100000 min^{-1}).
Weitere Vorteile elektronisch kommutierter Motoren bestehen in der erreichbaren Laufruhe (keine Bürstengeräusche) und erzielbaren guten Wirkungsgraden.

5. Literaturverzeichnis

[1] C. Richter, Stellantriebe in der Feingerätetechnik. In: Feingerätetechnik, H. 12/1979, S. 558 ff.

[2] C. Richter, Systematisierung der Bewegungsabläufe von Schrittantrieben. In: Elektrie, H. 11/1980, S. 593 ff.

[3] Schaltungsvorschlag für den Einsatz des *D 394 D* bei Brükkenbetrieb, VEB FEZ Elektromaschinenbau Dresden 1980

[4] G. Kocherscheidt, Gleichstrom- oder Schrittmotor? In: Elektronik, H. 6/1985, S. 81 ff.

[5] M. Rauch, Translationsmotoren für Feinpositionierungen im Mikrometerbereich. In: Feingerätetechnik, H. 3/1980, S. 111 ff.

[6] H. Sesselmann, Leistungsparameter und Betriebsverhalten aktiver und reaktiver Gleichstrom-Linearschrittmotoren. In: Feingerätetechnik, H. 1/1982, S. 26 ff.

[7] R. Puttmann/E. Seydel, Blockorientierte Modellierung eines Schrittmotorantriebes. In: Feingerätetechnik, H. 7/1980, S. 309 ff.

[8] E. Weise, Grenzen und Möglichkeiten digitaler und analoger Drehzahlmessung. In: Feingerätetechnik, H. 5/1980, S. 195 ff.

[9] P. Dittrich, Näherungsweise Berechnung der zulässigen Steuerfrequenzen im Start-Stopp-Betrieb von Schrittantrieben. In: Feingerätetechnik, H. 9/1981, S. 401 ff.

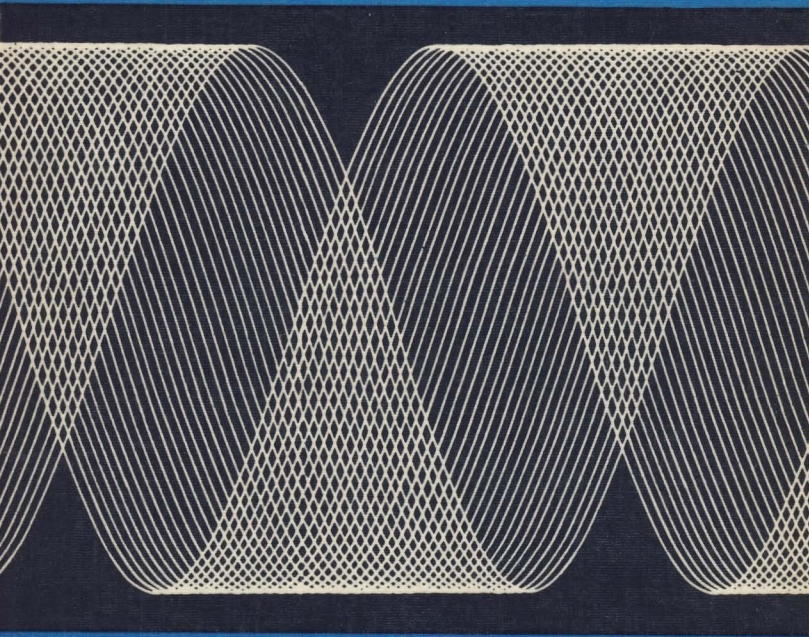
[10] M. Rauch, Gerätetechnische Antriebssysteme. In: Feingerätetechnik, H. 2/1982, S. 73 ff.

[11] C. Richter, Positionierkleinantriebe. In: Feingerätetechnik, H. 2/1982, S. 76 ff.

[12] W. Amrhein, Elektrische Kleinmotoren. In: Elektronik, H. 15/1983

[13] Friedrich-Tabellenbücher, Elektrotechnik. Leipzig 1985, S. 263 ff.

[14] G. Miel, Elektronische Modellfernsteuerungen. Berlin 1982, S. 187 ff.
[15] S. Güldner, *D 394 D* – IS für Schrittmotoransteuerungen und seine Eigenschaften. 9. Halbleiterbauelementesymposium Frankfurt (Oder) 1981
[16] S. Güldner, In: Applikative Information 4/1983 H. 1. *D 394 D* – integrierter Schaltkreis für Ansteuerschaltungen von gechopperten Schrittmotoren und anderen elektromagnetischen Antrieben
[17] K. Wallstab, Der integrierte Servoverstärker *B 654 D.* (unveröffentlichtes Manuskript)
[18] K. Holfert, Elektronikmotor mit *B 391 D.* 10. Halbleiterbauelementesymposium Frankfurt (Oder), 1983
[19] Gleichstrom-Mikromotoren mit Hohlläufer. Firmenschrift des VEB Kombinat Elektromaschinenbau, 1983
[20] Schrittantriebe, Variante S, Typen NSA-S 42 und NSA-S 62. Firmenschrift des VEB Kombinat Elektromaschinenbau, 1983
[21] Projektierungsrichtlinien Schrittantriebe, Firmenschrift des VEB Kombinat Elektromaschinenbau 1983
[22] Elektro-Kleinmotoren. Hrsg. von: Staatliches Maschinen-Kontor, Berlin 1972
[23] Inkrementaler Positionssteller IPS-A, Ansteuerelektronik ASE 2-A. Firmenschrift des VEB Carl Zeiss Jena, 1984
[24] TGL 24085 (elektr. Maschinen)
[25] TGL 38008 *(B 654 D)*
[26] TGL 38013 *(D 394 D)*
[27] TGL 39934 *(D 395 D)*
[28] VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder) Werksstandard 0453-I246/01 *(B 391 D)*
[29] VEB ELMO-Hartha, Technische Liefer- und Abnahmebedingung 1170.2



ISBN 3-327-00351-3